

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

MODELAGEM DE MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR
UTILIZANDO O METODO DE ELEMENTOS
FINITOS EM 2D

Dissertação submetida à Universidade Federal de Santa Catarina como parte dos requisitos
para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

DOUGLAS REBOT DEÁS YERO

Florianópolis, Março de 2001

MODELAGEM DE MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR UTILIZANDO O METODO DE ELEMENTOS FINITOS EM 2D

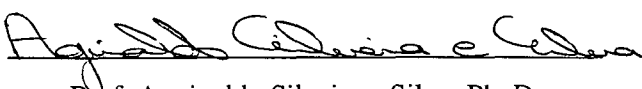
Douglas Rebot Deás Yero

‘Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Concepção e Análise de Dispositivos Eletromagnéticos, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.’



Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Orientador



Prof. Aguinaldo Silveira e Silva, Ph. D.

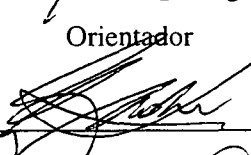
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:



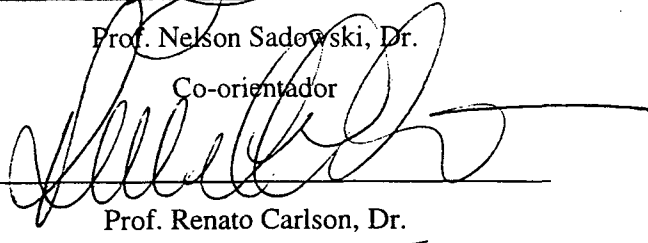
Prof. Patrick Kuo-Peng, Dr.

Orientador



Prof. Nelson Sadowski, Dr.

Co-orientador



Prof. Renato Carlson, Dr.

Prof. Patrick Dular, Dr.

Prof. Marcelo Grafulha Vanti, Dr.

DEDICATÓRIA

A minha mãe Virginia,
meu pai Abel,
e a minha esposa Yeline.

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Professor Patrick Kuo-Peng pela dedicação e interesse demonstrados durante o desenvolvimento deste trabalho, e pelos inúmeros momentos de descontração que atenuaram as tensões, naturais em um processo de aprendizado.

Ao meu co-orientador Professor Nelson Sadowski, presente e solícito nos momentos de dúvidas e definições, por toda a atenção dispensada, orientações e apoio recebidos.

A todos os professores do GRUCAD pelo incentivo e ajuda constante: Professor Renato Carlson e Prof. Marcelo Grafulha Vanti, Prof. Adroaldo Raizer, e especialmente, Prof. João Pedro Assumpção Bastos pela oportunidade de conviver com este grupo tão rico e absorver um pouco de seu conhecimento.

Aos meus colegas do Laboratório Ana Margarida e Jorge pela orientação dada que me poupou preciosas horas de estudo, ao Jhoe pela ajuda e consultoria nos ensaios experimentais, ao Fabricio pelo realização e contribuição da bancada experimental, a Claudia e Maurício pelos momentos de estudo e discussão, ao Fabio pela parceria durante os créditos, e a todos os demais colegas (Cely, Jean, Eduardo, Beto) pela acolhida, carinho e incentivo.

Agradeço também a meu colega cubano Hugo pela ajuda nestes dois anos e aos colegas que durante dois anos conviverem comigo na mesma casa, Julios e Cesar.

Ao Marcos e ao Wilson por sempre resolverem os contratempos na Coordenadoria de Pós-Graduação.

Aos meus pais, Abel e Virginia, pelo amor e compreensão infinitos, sem eles minhas conquistas não seriam possíveis.

Ao minha esposa Yeline pelo carinho, paciência, compreensão nestes dois anos de separação no Brasil.

A CNPq pelo apoio financeiro, ao povo Brasileiro quem sustenta o governo para me conceder esta bolsa e à Revolução Cubana por a minha formação acadêmica.

Agradeço também a Deus.

Resumo da Dissertação apresentada à UFSC como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

MODELAGEM DE MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR UTILIZANDO O METODO DE ELEMENTOS FINITOS EM 2D

Douglas Rebot Deás Yero

Mar./2001

Orientador: Patrick Kuo-Peng

Co-orientador: Nelson Sadowski

Área de Concentração: Concepção e Análise de Dispositivos Electromagnéticos

Palavras-chave: Motor de Indução Linear Tubular, Elementos Finitos 2D, Acoplamento das Equações de Campos e dos Circuitos Elétricos, Banda de Movimento.

Número de páginas: 80

O presente trabalho aborda o desenvolvimento e a implementação de um método de análise de dispositivos eletromagnéticos lineares alimentados por circuitos elétricos externos. O dispositivo eletromagnético é modelado pelo Método de Elementos Finitos em duas dimensões e o equacionamento do circuito é feito em variáveis de espaço de estados. Um acoplamento forte entre os dois sistemas de equações é conseguido utilizando-se as grandezas comuns a ambos, isto é: as correntes e as tensões nos enrolamentos do dispositivo eletromagnético. A montagem dos sistemas de equações é totalmente automática e sua resolução simultânea. Este método está implementado no programa denominado EFCIRMov, um Programa de Simulação Numérica de Conversores Estáticos Associados a Estruturas Eletromagnéticas Modeladas pelo Método de Elementos Finitos. No programa é aplicada a técnica de banda de movimento para simular o deslocamento da parte móvel do dispositivo eletromagnético a velocidade imposta.

A fim de validar o método proposto, foi implementada uma Bancada Experimental para o controle do fim de curso do motor e de inversão do movimento. Foram realizadas

ensaios experimentais com um Motor de Indução Linear Tubular, construído pela firma Equacional de São Paulo. Os resultados obtidos nas simulações concordam com os resultados experimentais.

Abstract of Dissertation presented to UFSC as a partial fulfillment of the requirements for the degree of Master in Electrical Engineering.

MODELLING OF LINEAR INDUCTION MOTOR USING TWO-DIMENSIONAL FINITE ELEMENTS METHOD

Douglas Rebot Deás Yero

Mar./2001

Advisor: Patrick Kuo-Peng

Co-advisor: Nelson Sadowski

Area of Concentration: Concepção e Análise de Dispositivos Electromagnéticos

Keywords: Linear Induction Motor, Two-Dimensional Finite Elements, Coupling of Electromagnetic Fields and Electrical Circuits Equations. Movement Band.

Number of Pages: 80

This work deals with the development and implementation of an analysis method of linear electromagnetic devices fed by external electric circuits. The electromagnetic device is modeled by the two-dimensional finite element method and the circuit equations are written in a state space form. A strong coupling of the two equations systems is obtained using both common variables, which are, the currents and the voltages. The assembly of the equations systems is performed automatically and its resolution is simultaneous. This method is implemented in a program called EFCIRMOV, with is a Numerical Simulation Program of Static Converters Associated with Electromagnetic Structures Modeled by the Finite Elements Method. The moving band technique is applied in the program to simulate the movement of the electromagnetic devices at constant velocity.

In order to validate the proposed method, it was implemented a Supported Experimental for the control of the end of the motor and to change the direction of the movement. Experimental tests were performed with a Tubular Linear Induction Motor, manufactured by Equacional, São Paulo. The results obtained in the simulations agree with the experimental results.

SUMÁRIO

Dedicatória	iii
Agradecimentos	iv
Resumo	v
Abstract	vii
Sumário	viii
Lista de Figuras	xi
Simbologia	xiv
Introdução Geral	1

Capítulo 1: Abordagem das Máquinas de Indução Lineares

1.1. Introdução	4
1.2. Tipos e Classificação das Máquinas de Indução Lineares	8
1.3. Modelagem do MIL	11
1.4. O Fator de Qualidade	13
1.5. Efeito Transversal de Borda	14
1.6. Efeito Longitudinal de Extremidade	16
1.7. Número de Reynolds Magnético	19
1.8. Aplicações típicas dos MILs	20
1.9. Conclusões	22

Capítulo 2: Método Para Levar Em Conta O Movimento No Acoplamento Campo/Circuito.

2.1. Introdução	23
2.2. Equações Fundamentais do Eletromagnetismo	23
2.3. Formulação com o Potencial Vetor	25

2.4.	Aproximação para um Sistema 2D	26
2.4.1.	Condições de Contorno	27
2.4.2.	Condições nas Interfaces entre Diferentes Meios	28
2.5.	Equações Considerando os Condutores	29
2.5.1.	Condutores Maciços ou Espessos	29
2.5.2.	Condutores Finos ou Multifilamentares	30
2.6.	O Método dos Elementos Finitos	31
2.6.1.	Aplicação do Método Residual	32
2.6.2.	Método de Galerkin	35
2.6.3.	Sistema de Equações do Dispositivo Eletromagnético	37
2.7.	Associação das Equações do Campo e do Circuito de Alimentação	39
2.7.1.	Modelagem do Circuito Externo de Alimentação por Variáveis de Estado	40
2.7.2.	Associação das Equações do Campo e do Circuito de Alimentação	41
2.8.	Movimento do Secundário do Motor	43
2.9.	Conclusões	45

Capítulo 3: Modelagem do Motor Indução Linear Tubular

3.1.	Introdução	46
3.2.	Caraterísticas Construtivas do MILT em Estudo	47
3.3.	Caraterísticas dos Materiais	48
3.4.	Determinação do Número de Reynolds Magnético	49
3.5.	Determinação do Fator de Qualidade	49
3.6.	Efeitos a serem considerados no MILT	50
3.7.	Correção da resistência por aumento da temperatura	50

3.8	Modelagem do MILT	51
3.9	Circuito Elétrico Externo	53
3.10	Estrutura da Programação	55
3.4.	Conclusões	58
 Capítulo 4: Comparação dos Resultados Obtidos nas Simulações e em Ensaios Experimentais		
4.1.	Introdução	59
4.2.	Bancada Experimental	59
4.2.1.	Bloco de Sensores Óticos	60
4.2.2.	Bloco Tratamento de Sinal Ótico	61
4.2.3.	Bloco de Lógica Digital	62
4.2.4.	Bloco de Acionamento do Relé de CC	63
4.2.5.	Bloco de Acionamento do Motor	64
4.3.	Validação do Modelo Proposto	64
4.4.	Confrontação dos Resultados para Ensaios com Motor Travado	67
4.5.	Confrontação dos Resultados para Ensaios do Motor com Movimento e sem Carga	70
4.6.	Conclusões	76
Conclusão Geral		77
Bibliografia		78
Anexo - Curvas B-H dos Materiais		80

LISTA DE FIGURAS

- Figura 1.1 Árvore da família dos motores elétricos.
- Figura 1.2 Processo imaginário de desenrolar um motor rotativo para obter um motor linear.
- Figura 1.3 Aplicação militar, desenvolvida pela Westinghouse Electric Corporation para a marinha Americana.
- Figura 1.4 Exemplos de aplicação: a) Monotrilho da Cidade de Osaka, Japão. b) MAGLEV.
- Figura 1.5 Classificação dos MIL em função do comprimento relativo do primário em relação ao secundário.
- Figura 1.6 Classificação dos MIL em função do número de primários presentes.
- Figura 1.7 MIL plano.
- Figura 1.8 MIL setorial.
- Figura 1.9 MIL Tubular: a) núcleo do primário com laminação transversal, tipo discos b) núcleo do primário com laminação longitudinal.
- Figura 1.10 Circuito elétrico equivalente do MIL.
- Figura 1.11 Trajetória das correntes induzidas na lâmina do secundário.
- Figura 1.12 Corte transversal do MIL plano.
- Figura 1.13 Vista longitudinal do MIL plano.
- Figura 1.14 Laços fictícios praticados no secundário em movimento.
- Figura 1.15 Projeto de lançamento de aviões da Nasa.
- Figura 1.16 Motor linear com imã permanente da Trilogy System Corp.
- Figura 1.17 Motor linear com imã permanente da LinMot.
- Figura 2.1 Sistema 2D com meios de permeabilidade magnética diferente.
- Figura 2.2 Representação de domínios (anti) periódicos.
- Figura 2.3 Condutor espesso ou maciço.
- Figura 2.4 Condutor fino.
- Figura 2.5 Elemento finito isoparamétrico triangular de primeira ordem.

- Figura 2.6 Função de forma ou interpolação.
- Figura 2.7 Associação circuito externo/estrutura eletromagnética.
- Figura 2.8 Decomposição do elemento quadrilátero.
- Figura 2.9 Deformação dos elementos da banda de movimento.
- Figura 2.10 Deslocamento horizontal da parte móvel da estrutura eletromagnética por banda de movimento: a) deslocamento a direita, b) deslocamento a esquerda.
- Figura 3.1 Vista em corte longitudinal do MILT.
- Figura 3.2 Corte longitudinal de $\frac{1}{4}$ do MILT.
- Figura 3.3 Malha da estrutura eletromagnética (1673 Nós e 2010 Elementos).
- Figura 3.4 Circuito elétrico original do MILT.
- Figura 3.5 Circuito elétrico simplificado do MILT.
- Figura 3.6 Circuito elétrico externo acoplado a estrutura eletromagnética.
- Figura 3.7 Fluxograma resumido do programa principal
- Figura 3.8 Diagrama geral dos blocos do programa
- Figura 4.1 Imagem da bancada experimental.
- Figura 4.2 Diagrama em blocos da bancada experimental.
- Figura 4.3 Circuito dos sensores.
- Figura 4.4 Circuito do tratamento do sinal ótico.
- Figura 4.5 Circuito da lógica digital.
- Figura 4.6 Circuito do acionamento do relé de CC.
- Figura 4.7 Circuito de acionamento do motor.
- Figura 4.8 Curvas de tensão e correntes obtidas na simulação para a comprovação do modelo original (I_{to}) e simplificado a $\frac{1}{4}$ (I_{ts}).
- Figura 4.9 Cartas de campo obtidas nas simulações em $t= 0.05$ s, (a) Modelo do motor original e (b) Modelo de $\frac{1}{4}$.
- Figura 4.10 Curvas de correntes e tensão obtidas na simulação para motor travado.
- Figura 4.11 Curvas de corrente e tensão obtidas nos ensaios experimentais para motor travado.

- Figura 4.12 Cartas de campo obtidas nos ensaios para motor travado em diferentes instantes de tempo.
- Figura 4.13 Distribuição das correntes induzidas nos ensaios para motor travado em $t = 0.18$ s.
- Figura 4.14 Corrente de fase obtida na simulação para motor com velocidade 0.006 m/s e sem carga.
- Figura 4.15 Corrente de fase obtida no ensaio experimental para motor com velocidade 0.006 m/s e sem carga.
- Figura 4.16 Curvas de corrente e tensão obtidas na simulação para motor com velocidade 0.006 m/s e sem carga.
- Figura 4.17 Curvas de corrente e tensão obtidas nos ensaios experimentais para motor com velocidade 0.006 m/s e sem carga.
- Figura 4.18 Cartas de campo obtidas nos ensaios com velocidade e sem carga: (a) e (b) movimento para a esquerda, (c) e (d) movimento para a direita.
- Figura 4.19 Distribuição das correntes induzidas nos ensaios com velocidade e sem carga, $t = 0.16$ s $d = 0.105 \cdot 10^{-1}$ m.

SIMBOLOGIA

B_{1n}, B_{2n}	Componentes normais da indução magnética
D	Matriz correspondente aos imãs permanentes
d	Deslocamento total do secundário
d_i	Matriz elementar de contribuição
div	Operador divergente
E	Matriz das tensões e correntes de alimentação
e	Espessura da lâmina diamagnética do secundário
E_{me}	Valor de pico da força magnetomotriz induzida no enrolamento primário
E_{ms}	Valor de pico da força magnetomotriz induzida devido à onda amortecida
$E_{1...E_{16}}$	Enrolamentos do primário
f	Frequência de alimentação
G	Fator de qualidade
g	Entreferro
G₁, a G₆	Matrizes que dependem da topologia do circuito elétrico
grad	Operador gradiente
H_n	Componente normal do campo magnético
H_{tg}	Componente tangencial do campo magnético
I	Corrente no dispositivo eletromagnético conectado ao circuito
I_f	Corrente em cada um dos N_{co} condutores finos
I_{fp}	Corrente de fase principal do motor
I_{fa}	Corrente de fase auxiliar do motor
I_{fps}	Corrente de fase principal do motor no circuito simplificado
I_{fas}	Corrente de fase auxiliar do motor no circuito simplificado
I_t	Corrente total do motor
I_{to}	Corrente total do motor no circuito original
I_{ts}	Corrente total do motor no circuito simplificado
I_m	Corrente total que percorre o condutor maciço
k_e	Fator de correção do Efeito Longitudinal de Extremidade
L	Comprimento do condutor espesso
L	Matriz das indutâncias das cabeças de bobinas

l_a	Largura do núcleo do secundário
l_{sob}	Largura sobressalente na lâmina do secundário
M	Matriz de permeabilidade
m_{ij}	Matriz elementar de contribuição
N	Matriz de condutividade
N_{co}	Número de condutores finos
N_k	Função de interpolação (função de forma)
n_{ij}	Matriz elementar de contribuição
N_{rm}	Número de Reynolds magnético
P	Matriz que relaciona a corrente no elemento aos nós do elemento
p'	Matriz que relaciona a corrente induzida aos nós do elemento
p_{ij}'	Matriz elementar de contribuição
Q	Matriz de enlace de fluxo nas bobinas
q_{ij}	Matriz elementar de contribuição
q_{ij}'	Matriz elementar de contribuição
R	Matriz das resistências dos enrolamentos
R	Resíduo (diferença entre uma solução exata e uma solução aproximada)
R1...R13	Resistências nos diferentes blocos da bancada experimental
R₁	Resistência do primário
R₂	Resistência do secundário
R_{1m}	Resistência de magnetização
R_f	Resistência total dos N_{co} condutores finos
R_m	Resistência DC do condutor maciço
$R_{lcorrigido}$	Resistência do primário corrigida
rot	Operador rotacional
s	Seção de cada condutor fino
S_f	Seção do conjunto de N_{co} condutores finos
S_m	Seção do condutor maciço
t	Tempo
T	Temperatura medida no ensaio
$T_{ambiente}$	Temperatura ambiental
t_o	Tempo inicial de simulação
t_f	Tempo final de simulação

T_{on}	Instante de disparo do transistor
T_{off}	Instante de bloqueio do transistor
T_1, T_2	Transistores do circuito elétrico externo acoplado a estrutura eletromagnética
U_f	Diferença de potencial no conjunto dos N_{co} condutores finos
U_m	Diferença de potencial entre os extremos do condutor espesso
v	Velocidade de movimento lineal
V	Tensão aplicada nos terminais do motor
V_{rx}	Velocidade lineal do dispositivo eletromagnético
V_{sx}	Velocidade de translação do campo magnético
W_k	Função de ponderação
X	Variável de estado
X_1	Reatância do primário
X_2	Reatância do secundário
X_{1m}	Reatância de magnetização
\vec{E}	Campo elétrico
\vec{H}	Campo magnético
\vec{J}	Densidade de corrente
$\frac{\partial A}{\partial n}$	Derivada normal do potencial vetor
\vec{D}	Indução elétrica
\vec{B}	Indução magnética
H_e	Matriz das derivadas da função de interpolação
\vec{A}	Potencial vetor magnético
\vec{n}	Vetor unitário na direção normal à superfície de separação dos meios
\vec{t}_g	Vetor unitário na direção tangencial à superfície de separação dos meios
B_{on}, B_{otg}	Componentes normal e tangencial da indução magnética remanente
\vec{B}_o	Indução magnética remanente
σ	Condutividade elétrica
σ_r	Condutividade elétrica relativa
$\sigma_{corrigido}$	Condutividade elétrica corrigida
ρ	Densidade de carga elétrica
Ω	Domínio do problema

Γ	Fronteira do domínio Ω
μ	Permeabilidade magnética
ϕ	Potencial escalar elétrico
γ	Profundidade de penetração do campo
ω	Frequência angular
ν	Relutividade magnética
τ	Passo polar
Δt	Passo de cálculo no tempo
Δx	Deslocamento para cada passo de calculo
α_m	Função de interpolação
μ_0	Permeabilidade magnética do vácuo

INTRODUÇÃO GERAL

O trabalho aqui apresentado se propõe a mostrar um modelo de análise de dispositivos eletromagnéticos lineares partindo do estudo da distribuição dos campos eletromagnéticos em seu interior e na região ao seu redor. As quatro equações denominadas Equações de Maxwell, em conjunto com suas Relações Constitutivas, englobam em si todas as relações existentes entre as grandezas eletromagnéticas, tornando possível a análise temporal e/ou espacial do comportamento de campos eletromagnéticos nos diferentes meios presentes, assim como da interdependência existente entre suas componentes, o campo elétrico e o campo magnético [2].

No entanto, a solução destas equações é, na maioria dos casos reais, de difícil abordagem por métodos analíticos. A complexidade encontrada na geometria dos dispositivos reais, bem como nas diversas interfaces entre meios com características diferentes, exigem o desenvolvimento de métodos numéricos para representação e solução destas equações. Com o contínuo desenvolvimento dos computadores digitais, métodos numéricos mais precisos podem ser utilizados para descrever o comportamento dos campos eletromagnéticos em estruturas reais.

Neste trabalho é utilizada uma particularização das Equações de Maxwell. Trabalharemos com o conjunto de equações que descrevem os fenômenos magnetodinâmicos, aplicado a casos em eletrotécnica. A formulação é feita utilizando-se o potencial vetor magnético e a representação do domínio de cálculo, em duas dimensões.

A discretização do domínio de estudo é feita utilizando-se o Método de Elementos Finitos, que é uma técnica numérica na qual o domínio de cálculo deve ser decomposto ou discretizado em pequenas regiões, denominadas elementos finitos, que neste trabalho são elementos isoparamétricos de primeira ordem. O método de elementos finitos bidimensional é usualmente utilizado na modelagem de dispositivos eletromagnéticos, permitindo o estudo do comportamento local destes dispositivos, levando em conta as correntes de Foucault nas partes condutoras, a saturação dos materiais ferromagnéticos, assim como os movimentos das partes móveis [2] [18] [22].

O Método de Galerkin, particularização do Método de Resíduos Ponderados, é utilizado para a obtenção das equações resolvidas numericamente. Após a aplicação dos

métodos de Elementos Finitos e Galerkin, obtém-se um sistema matricial de equações que descreve o comportamento da estrutura eletromagnética.

Quando as estruturas eletromagnéticas estão associadas a circuitos de alimentação mais ou menos complexos, é importante considerar um acoplamento forte entre as equações do circuito exterior de alimentação e as equações do campo magnético da estrutura. Assim, para simularmos dispositivos eletromagnéticos alimentados por circuitos elétricos externos é realizada a resolução simultânea destes dois sistemas de equações presentes. O acoplamento destes sistemas é feito utilizando-se as variáveis que são comuns a ambos: as correntes e tensões nos enrolamentos do dispositivo eletromagnético [14] [15].

O circuito de alimentação pode conter, dentre os diversos elementos que o compõe, dispositivos semicondutores operando como chaves ou interruptores. Estes dispositivos mudam seus estados determinando novas seqüências de operação do circuito, o que altera suas características elétricas. Durante um intervalo de simulação, várias mudanças de estado podem ocorrer nos diversos interruptores do circuito, a determinação destas mudanças, e conseqüentemente das diversas seqüências de operação, deve ser feita de forma totalmente automática, dispensando um conhecimento anterior destas seqüências. A modelagem em variáveis de estado adotada, vinculada à topologia do circuito, possibilita a automatização deste procedimento.

Esta metodologia foi implementada num programa chamado EFROT (Programa de Simulação Numérica de Conversores Estáticos Associados a Estruturas Eletromagnéticas Modeladas pelo Método dos Elementos Finitos), permite a simulação dos casos onde os circuitos de alimentação são monofásicos acoplados a dispositivos magnéticos estáticos ou estruturas simples que apresentem movimento mecânico rotatório.

O objetivo geral do presente trabalho é adequar este método para resolução também de dispositivos eletromagnéticos que apresentem movimento linear, pois o método formulado até então é aplicável para dispositivos com movimento rotatório exclusivamente.

Assim, para validar o método proposto, um Motor de Indução Linear Tubular (MILT) foi simulado e os resultados de simulação foram comparados aos obtidos experimentalmente.

Destacam-se os seguintes objetivos específicos:

- Estudo da modelagem de dispositivos eletromagnéticos pelo método de elementos finitos em duas dimensões;
- Estudo da representação em variáveis de estado do circuito elétrico de alimentação acoplada às equações dos campos eletromagnéticos;
- Estudo da técnica por banda de movimento para a implementação do movimento linear do dispositivo;
- Estudo dos fenômenos característicos dos motores de indução lineares;
- Implementação computacional do método adotado.

Para expor todos os objetivos específicos, o presente trabalho divide-se nos seguintes capítulos:

Capítulo 1) Abordagem das Máquinas de Indução Lineares, onde são apresentados os conceitos básicos e os efeitos a serem levados em consideração no estudo dos motores de indução lineares;

Capítulo 2) Método para levar em conta o Movimento no Acoplamento Campo/Circuito, onde é apresentada a base teórica da metodologia utilizada, as equações em espaço de estados do circuito elétrico externo e seu acoplamento com as equações do dispositivo eletromagnético e a sua resolução utilizando o método de elementos finitos em duas dimensões;

Capítulo 3) Modelagem do Motor Indução Linear Tubular, onde são apresentadas os passos a serem dados para a obtenção do modelo que leve em consideração os fenômenos específicos presentes nestes motores, as características específicas do motor de indução linear tubular, objeto de estudo neste trabalho e o fluxograma do programa implementado;

Capítulo 4) Comparação dos Resultados Obtidos nas Simulações e em Ensaios Experimentais, onde são apresentadas a bancada experimental construída e algumas simulações utilizando-se o programa desenvolvido; os resultados obtidos são validados com os resultados dos ensaios experimentais para diferentes regimes de operação do motor.

CAPITULO 1

ABORDAGEM DAS MÁQUINAS DE INDUÇÃO LINEARES

1.1 - Introdução

Na indústria de hoje em dia, para o acionamento de máquinas e equipamentos mecânicos por motores elétricos, resulta imprescindível uma correta seleção de um motor industrialmente disponível que possa atender às exigências do utilizador. Os diferentes tipos básicos de motores elétricos rotativos podem ser apresentados em forma de árvore como mostra a figura 1.1:

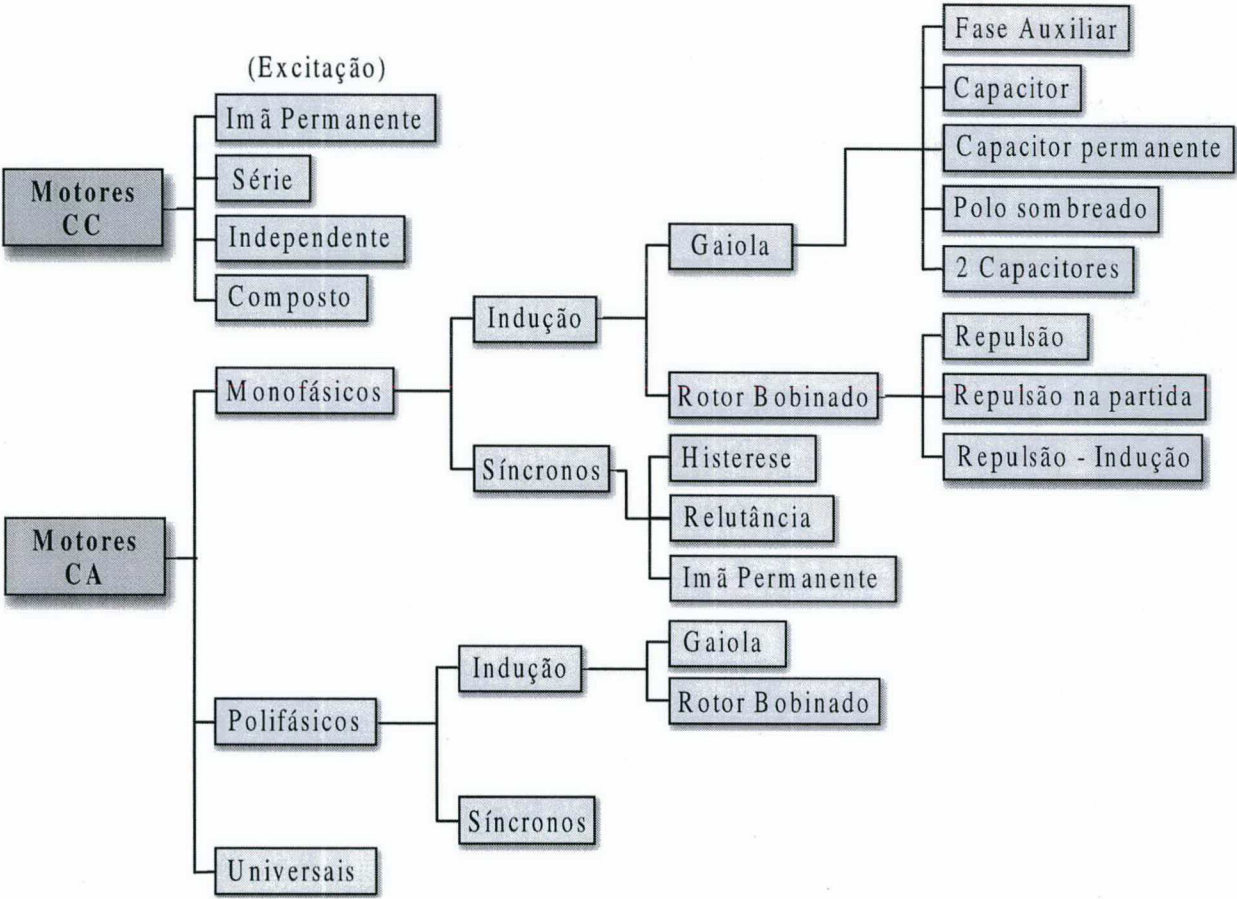


Fig. 1.1 - Árvore da família dos motores elétricos [17].

Dentre eles, os motores de indução ou assíncronos, por serem robustos e baratos, são os motores mais largamente empregados em acionamentos industriais, comerciais e domésticos, sendo o motor de indução de gaiola de esquilo o mais simples no aspecto construtivo. Este motor não possui comutador, nem anéis coletores, nem quaisquer contatos móveis entre o rotor e o estator, o estator é construído com camadas laminadas de aço e o núcleo do rotor é um cilindro de ferro ou aço laminado, no qual condutores de cobre ou de alumínio maciço são fundidos ou enrolados paralelamente (ou aproximadamente paralelos) ao eixo em ranhuras ou orifícios existentes no núcleo e curto-circuitados nos extremos.

O motor de indução linear como contra parte do motor de indução rotativo pode ser obtido mediante um processo imaginário onde se corta e desenrola o motor rotativo, como pode ser observado na figura 1.2.

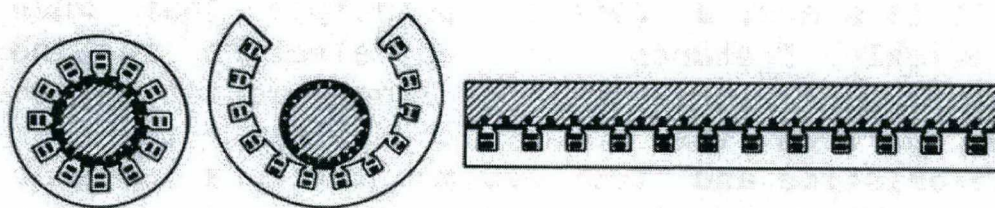


Fig. 1.2 - Processo imaginário de desenrolar um motor rotativo para obter um motor linear.

Os Motores de Indução Lineares (MILs) são motores assíncronos que produzem um movimento de translação, sem necessitar de sistemas de engrenagens ou quaisquer outros mecanismos de conversão de movimento rotativo. Desta forma, os MILs são uma alternativa que, cada vez mais, deve ser considerada pois, além de possuírem as mesmas características de seus semelhantes rotativos, possuem vantagens extras quando a ação desejada é o movimento linear:

1. Sua construção é mais simples que a da máquina rotativa, não requerendo rolamentos ou componentes mecânicos sujeitos a desgaste, reduzindo em muito sua manutenção e aumentando sua confiabilidade;

2. A ligação entre o elemento fixo e o elemento móvel dos motores lineares pode ser efetuada unicamente através de um campo magnético, permitindo o acionamento de sistemas com levitação magnética;
3. Os MILs admitem diferentes formas construtivas, que podem ser selecionadas de acordo com o tipo e as características de cada aplicação.

O motor de indução linear é uma máquina elétrica e, portanto, sua operação pode se realizar nos dois sentidos da conversão eletromecânica de energia, ou seja, recebendo energia elétrica e fornecendo energia mecânica, no caso dos motores ou recebendo energia mecânica e fornecendo energia elétrica, no caso dos geradores. Além disto, as máquinas lineares oferecem possibilidades de construção tão amplas quanto as rotativas, permitindo o desenvolvimento de motores síncronos lineares (MSLs) e motores de corrente contínua lineares (MCCLs).

Os primeiros relatos sobre a construção e o emprego de máquinas lineares datam do final do século XIX, à mesma época das primeiras experiências com os motores rotativos de indução. São relatos sobre motores oscilantes, para o acionamento de locomotivas, utilizando-se do mesmo conjunto de manivelas das locomotivas a vapor existente na época. Outros relatos descrevem a construção de um veículo para o transporte de bagagens, de características muito simples, que era movimentado através de solenóides energizados à medida que o veículo deslocava-se por seu trilho. Já no final da II Guerra Mundial, uma aplicação militar, desenvolvida pela Westinghouse Electric Corporation para a marinha Americana, mostrada na figura 1.3 a), possibilitava o lançamento de grandes aeronaves com carga completa a partir do convés dos porta-aviões. Nesta aplicação, um motor linear com pista de 30 centímetros de largura por 425 metros de comprimento, figura 1.3 b), com potência de 12 MW, acelerava as aeronaves do repouso até a velocidade de 360 km/h, num espaço de 300 metros, utilizando os 125 metros restantes para a desaceleração do motor linear por inversão de fase. Este sistema era interessante pois apresentava poucas limitações quanto a velocidade e capacidade de lançamento e a taxa de aceleração podia ser escolhida de acordo com a aeronave a ser lançada. O custo do equipamento, porém, impediu novos desenvolvimentos e o lançador foi abandonado com o

final da guerra, que também representou um momento de diminuição no interesse pelos motores lineares [20].

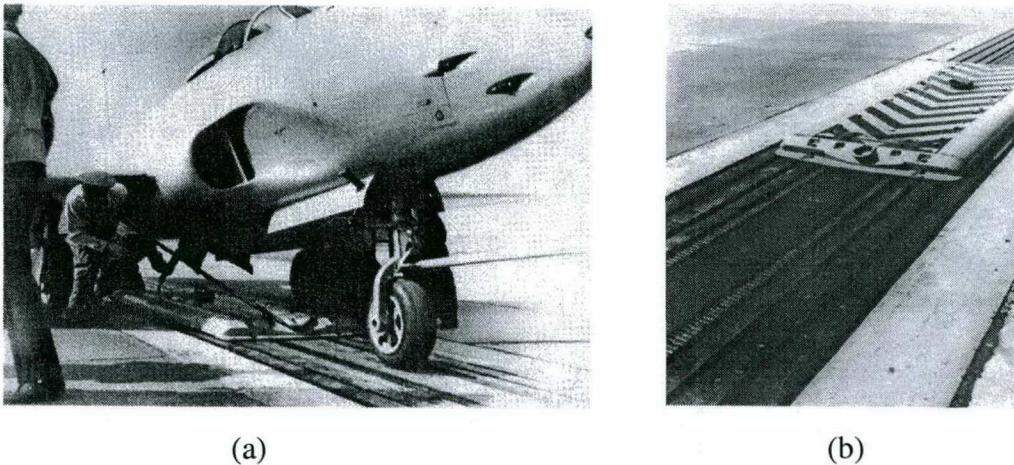


Fig. 1.3 - a) Aplicação militar, desenvolvida pela Westinghouse Electric Corporation para a marinha Americana; b) Motor linear utilizado.

Após um longo período de esquecimento, as máquinas lineares voltaram a ser novamente estudadas, já na década de 60, com grande ênfase para sua aplicação em sistemas urbanos de transporte de passageiros e algumas aplicações industriais. Este período de renovação de interesse ocorreu simultaneamente ao desenvolvimento da eletrônica de potência, que passou a operar com tensões e correntes mais elevadas e com maiores possibilidades de controle. Nesta época, países como Japão, Reino Unido, Alemanha e Canadá voltaram a incentivar as pesquisas de motores lineares para o acionamento de trens metropolitanos, equipados com motores de indução lineares (MILs) e de trens intermunicipais com levitação magnética (MAGLEVs), equipados com motores síncronos lineares (MSLs).

Especialmente na área de transporte urbano de passageiros, as perspectivas futuras são bastante animadoras para o emprego crescente de sistemas acionados por motores de indução lineares, que vêm se tornando cada vez mais competitivos. Na figura 1.4 são mostrados dois exemplos de trens de passageiros no Japão.



(a)



(b)

Fig. 1.4 - Exemplos de aplicação: a) Monotrilho da Cidade de Osaka, Japão. b) MAGLEV.

1.2 - Tipos e Classificação das Máquinas de Indução Lineares

Partindo da topologia do circuito magnético e as particularidades da aplicação a que se destinam, os MILs podem ser construídos de diversas formas, encontrando-se uma maior variedade em comparação com os respectivos motores de indução rotativos, o que torna mais complexa sua classificação. Em contraste com os motores rotativos, os MILs podem ser classificados segundo o elemento que se movimenta: o primário fixo e o secundário móvel, ou o primário móvel e o secundário fixo.

Outra classificação dada, depende do comprimento relativo do primário em relação ao secundário como mostra a figura 1.5, assim os MILs podem ser: (a) com o primário curto e o secundário longo e (b) com o primário longo e o secundário curto.

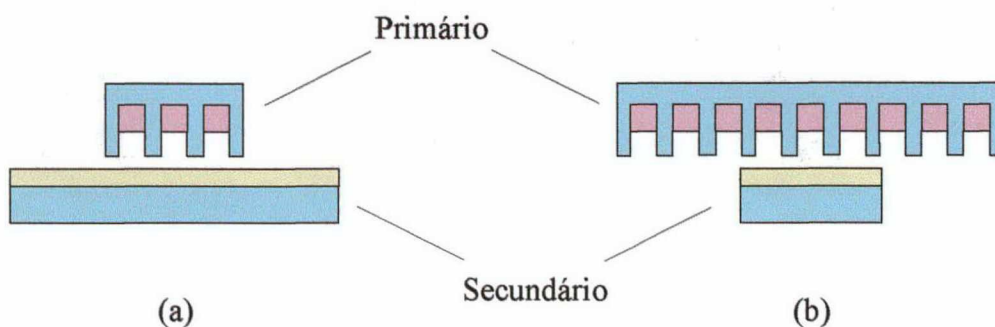


Fig. 1.5 - Classificação dos MIL em função do comprimento relativo do primário em relação ao secundário.

Na figura 1.6 é feita a classificação com relação ao número de primários presentes no motor, podem ser encontrados (a) motores lineares de dupla face e (b) motores lineares de face única.

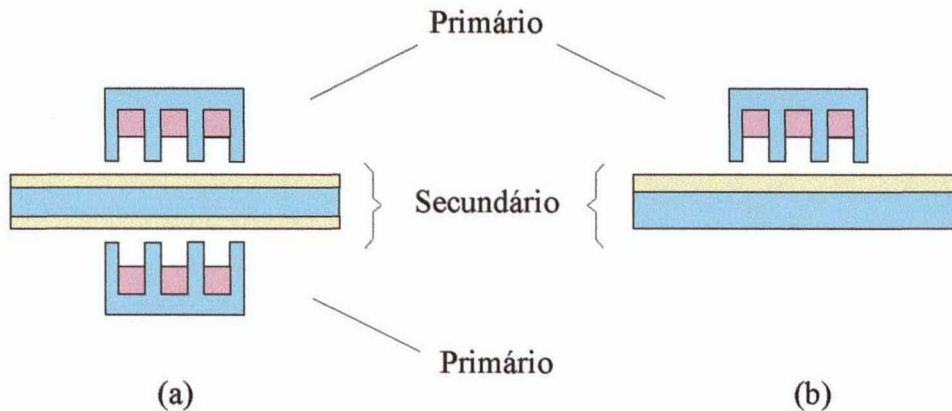


Fig. 1.6 - Classificação dos MIL em função do número de primários presentes.

Como nos motores rotativos, os MILs podem ser classificados segundo o número de fases em: trifásicos, bifásicos e monofásicos, com enrolamento auxiliar de partida incorporando um capacitor.

Por último, segundo a sua forma geométrica, os MILs podem ser classificados em: motores planos, motores setoriais e motores tubulares.

Motores Planos: são os motores lineares mais conhecidos e mais utilizados, o primário é construído com núcleo de aço laminado e ranhuras abertas. Os enrolamentos são inseridos nas ranhuras do primário, podendo ser utilizadas várias formas de interligação dos enrolamentos dependendo da aplicação e da fonte de alimentação. Têm como característica particular que as ranhuras das extremidades podem não estar totalmente ocupadas, fenômeno conhecido como conexão de extremidade, neste sentido algumas considerações do ponto de vista prático podem ser encontradas em [4]. O secundário é constituído por uma camada de material condutor (cobre ou alumínio), cobrindo uma placa de material ferromagnético (núcleo do secundário), que pode ser maciço ou laminado. Na figura a seguir é observado um MIL tipo plano comum:

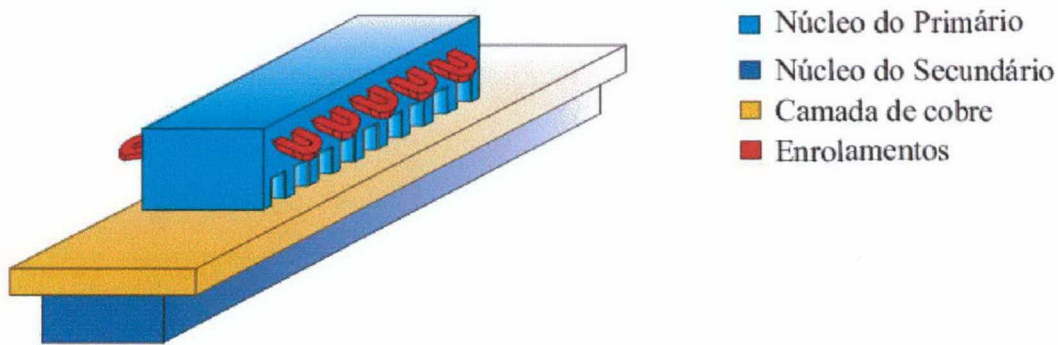


Fig 1.7 - MIL plano.

Motores Setoriais: são motores semelhantes geometricamente aos rotativos mas que apresentam um núcleo ferromagnético estático que não envolve totalmente o rotor, mas cobre apenas um determinado arco deste. São também conhecidos, por esta razão, como motores em arco.

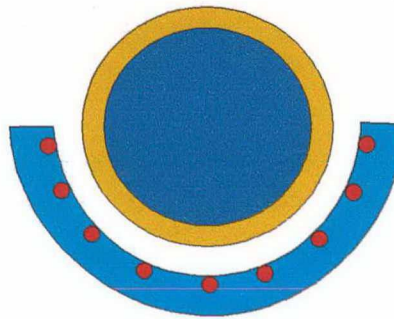


Fig 1.8 - MIL setorial.

Motores Tubulares: devido ao seu aspecto tubular, o primário pode ser construído com núcleo laminado longitudinalmente, formado por 4 a 6 blocos distribuídos espacialmente, ou pode ter o núcleo laminado transversalmente em forma de discos. Os enrolamentos são inseridos nas ranhuras. O secundário é construído por uma lâmina de material condutor (cobre ou alumínio) inserido numa barra de material ferromagnético, ou por anéis de material condutor separados por lâminas transversais de material ferromagnético encaixados numa barra ferromagnética. As lâminas transversais podem ser substituídas por materiais maciços, neste caso os problemas relativos ao efeito pelicular têm que ser levados em consideração em sua análise. A figura 1.9 apresenta os dois tipos de MIL tubulares:

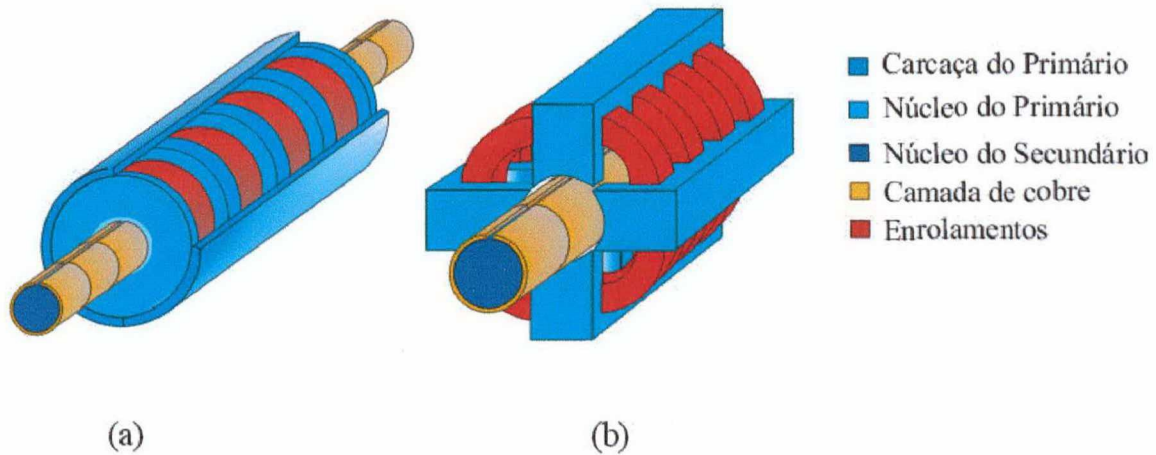


Fig 1.9 - MIL tubular a) núcleo do primário com laminação transversal, tipo discos e b) núcleo do primário com laminação longitudinal.

Este tipo de motor é utilizado basicamente como atuador linear, com percursos relativamente longos, onde um simples eletroímã não tem condições de operar. Tem aplicação em acionamentos de válvulas e dispositivos em máquinas de processo, no lugar de cilindros hidráulicos ou principalmente pneumáticos. Quando as forças envolvidas não são muito grandes, o motor tubular tem respostas mais rápidas e mais precisas que um pistão pneumático, sendo ainda muito mais simples de se controlar o seu movimento e velocidade. Existem algumas propostas de aplicação do motor tubular no acionamento de bombas de pistão de movimento alternado, especialmente na indústria de extração de petróleo, no acionamento de marteletes, transportadores, puncionadeiras e posicionadores.

1.3 - Modelagem do MIL.

A princípio, os métodos de análise para as máquinas elétricas rotativas são também aplicáveis para os sistemas eletromagnéticos de movimento linear. Estes métodos incluem: análise de circuito com parâmetros concentrados, análise de campo com parâmetros distribuídos e a combinação de ambos os métodos.

Podem ser encontrados vários trabalhos [6][10][11][23][24][25] que se baseiam na análise com parâmetros concentrados dada pela sua simplicidade matemática e facilidade de aplicação em relação a outras técnicas. Geralmente a análise é realizada num

motor tipo plano com primário curto e secundário longo de dupla face. Através desta análise pode-se obter excelentes resultados, pois permite uma boa observação do comportamento da indução magnética ao longo da direção de deslocamento do secundário e, também, possibilita a observação e compreensão dos fenômenos ligados aos efeitos de extremidades (longitudinais). Algumas particularidades da distribuição da densidade de campo não podem ser observadas através deste modelo, principalmente aquelas referentes às extremidades transversais. No entanto, estas podem ser facilmente acrescentadas ao modelo através de fatores de correção nos parâmetros da máquina.

Na análise dos MILs com parâmetros distribuídos podem ser utilizadas diversas técnicas de discretização e modelagem da estrutura e dos campos presentes, dentre elas o Método de Elementos Finitos tem sido aplicado com excelentes resultados, destacando-se os trabalhos em duas dimensões [12][7] e em três dimensões [1].

Em todos os casos o circuito elétrico equivalente, perfeitamente conhecido, da máquina rotativa permite analisar o comportamento dos MIL. A figura 1.10 mostra o circuito equivalente do MIL, onde R_1 é a resistência do circuito equivalente correspondente as perdas por efeito Joule nos enrolamentos, X_1 é a reatância do primário, os valores R_{1m} e X_{1m} correspondem à magnetização da máquina, R_2 e X_2 , que representam a resistência e reatância do secundário, respectivamente, sendo a resistência dada pelas perdas por correntes parasitas na placa de material condutor. Por ultimo, S representa o escorregamento da máquina.

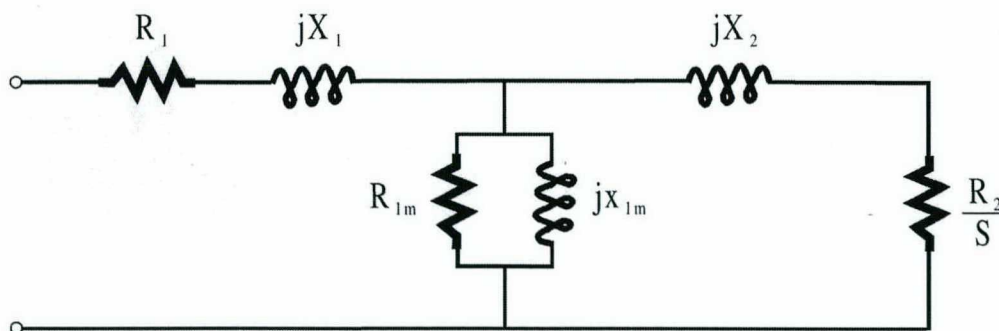


Fig 1.10 - Circuito elétrico equivalente do MIL.

Neste trabalho é utilizado o método de elementos finitos em duas dimensões, como será analisado no segundo capítulo.

1.4 - O Fator de Qualidade

O conceito de Fator de Qualidade (G) foi proposto por E.R. Laithwaite (1976) [16] e visa qualificar os sistemas conversores eletromagnéticos com base na observação de suas características elétricas e magnéticas.

O fator de qualidade de um MIL, desenvolvida em [16] em função dos parâmetros geométricos do motor, pode ser obtida através da equação (1.1):

$$G = \frac{2 \cdot f \cdot \mu_0 \cdot \sigma \cdot \tau^2}{\pi \cdot g} \quad (1.1)$$

onde:

f- frequência de alimentação, (Hz),

μ_0 -permeabilidade do vácuo, (H/m),

σ - condutividade da camada de cobre no secundário, ($\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$),

τ - passo polar (m),

g - entreferro (m).

A equação (1.1) pode ser expressa em termos do circuito equivalente do MIL, através de elementos que observem os dois circuitos: elétrico e magnético. Os detalhes para esta análise podem ser encontrados em [16], neste caso o fator de qualidade pode ser expresso como:

$$G = \frac{X_m}{R_2} \quad (1.2)$$

onde:

X_m - reatância de magnetização, (Ω),

R_2 - resistência do secundário, (Ω)

O fator de qualidade é um índice útil em projetos preliminares dos MILs. Porém, um alto fator de qualidade necessariamente não assegura máxima força e eficiência em MILs de alta velocidade. Devem ser feitas certas modificações em (1.1) e (1.2) introduzindo fatores de correção que considerem os fenômenos específicos dos MILs, tais como Efeito Pelicular e o Efeito Transversal de Borda (ETB), obtendo-se ao final um fator de qualidade mais realístico.

O ETB tem sido analisado por diversos autores, e é apresentado no próximo item.

1.5 - Efeito Transversal de Borda

Este efeito, característico de MILs que possuem lâmina secundária com largura maior que o primário, tem como objetivo levar em consideração a circulação de correntes na direção x e o fechamento das linhas de corrente no secundário, pois as equações de campo não permitem considerar a circulação de correntes na região do secundário que é externa ao entreferro, e pressupõem que as correntes induzidas no secundário do MIL possuem componentes apenas na direção z . Na figura 1.11 pode-se observar o trajetória das correntes induzidas na lâmina secundária num MIL plano de face única.

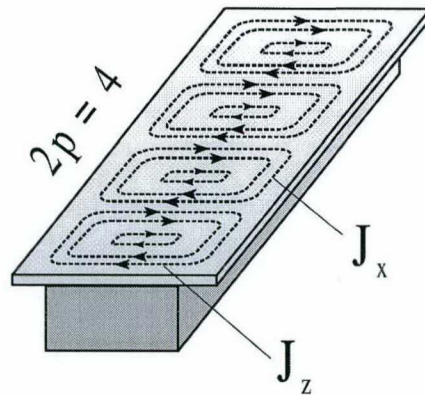


Fig. 1.11 - Trajetória das correntes induzidas na lâmina do secundário.

A figura 1.12 mostra um corte transversal do MIL plano onde, como na maioria dos casos, a largura da lâmina condutora do secundário é maior que a do primário. A relação entre as larguras do primário e do secundário (c/c'), juntamente com a resistividade

da lâmina, são elementos importantes no estudo do Efeito Transversal de Borda (ETB), que atuam modificando a trajetória das correntes estabelecidas no secundário.

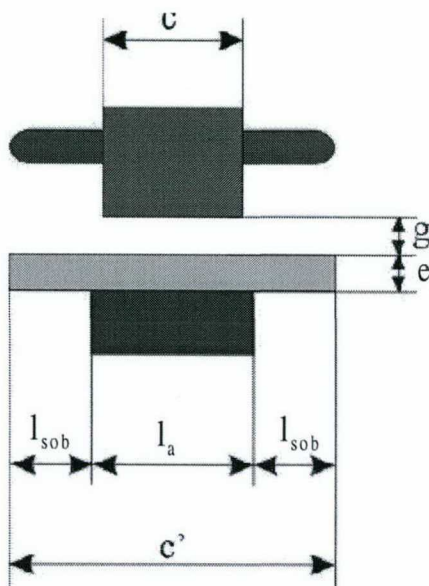


Fig. 1.12 - Corte transversal do MIL plano.

Observando-se diversos motores com largura de abas distintas, constata-se que aqueles motores onde a lâmina do secundário possui a mesma largura do estator ($c/c' = 1$) apresentam distribuição de correntes com poucas componentes contribuindo para a força propulsora final de translação (componentes de corrente na direção z), além de apresentarem instabilidade lateral em seu movimento [6]. Por outro lado, os motores que apresentam a largura da lâmina muito maior que a largura do estator ($c/c' \ll 1$) não apresentam vantagens significativas em seu desempenho, levando a motores com custos de construção relativamente elevados.

No estudo do ETB destacam-se os trabalhos desenvolvidos por Russell e Norsworthy em 1958, comentados em [6], e por Bolton [5], ambos estabeleceram fatores que, modificando a resistividade da lâmina do secundário, introduzem este efeito no comportamento dos modelos dos MILs. O fator de correção mais utilizado pela sua simplicidade de cálculo é o denominado fator de Russell e Norsworthy (k_{RN}) e pode ser obtido pela expressão mostrada a seguir:

$$k_{RN} = 1 - \frac{\tanh(\pi l_a / 2\tau)}{(\pi l_a / 2\tau) [1 + \tanh(\pi l_a / 2\tau) \tanh(\pi l_{sob} / 2\tau)]} \quad (1.3)$$

onde:

l_a - largura do núcleo do secundário (m),

τ - passo polar (m),

l_{sob} - largura sobressalente na lâmina do secundário (m).

O fator mostrado em (1.3) é função apenas de parâmetros mecânicos do MIL e sua variação se observa com a modificação do comprimento das abas do motor (c'-c).

O fator k_{RN} , afeta a modifica o valor da condutividade da lâmina do secundário, diminuindo seu valor, porem provocará uma redução no fator de qualidade (G) analisado no item anterior.

1.6 - Efeito Longitudinal de Extremidade (ELE)

Devido a forma geométrica dos MILs, apresentar comprimentos diferentes entre o primário e o secundário, isto favorece o aparecimento de perturbações no fluxo nas regiões de entrada (Efeito Longitudinal de Extremidade de Entrada) e de saída (Efeito Longitudinal de Extremidade de Saída) do motor. Este efeito está relacionado com o movimento do secundário em relação ao primário, e atua de forma diferente em MILs de mesmas características mecânicas e diferentes velocidades.

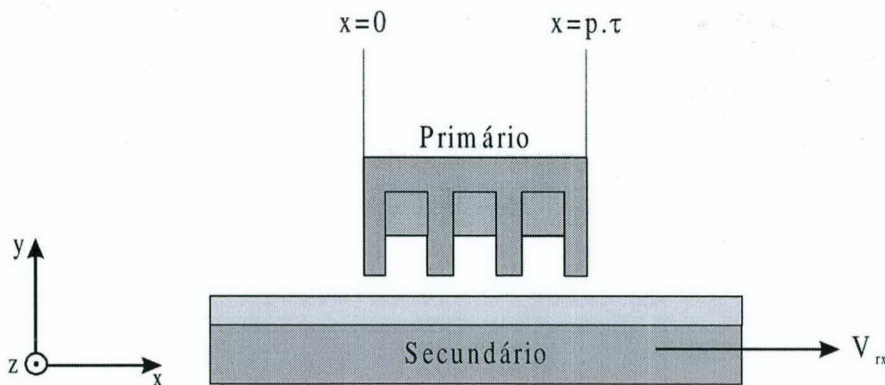


Fig. 1.13 - Vista longitudinal do MIL plano.

Na figura 1.13 é mostrado um corte longitudinal de um MIL plano, onde o sistema de referência está colocado no primário, que é fixo, e admite-se que o secundário se move com velocidade V_{rx} , no sentido positivo do eixo x , de forma semelhante ao campo magnético de translação, que viaja com velocidade V_{sx} . O ponto $x = 0$ caracteriza a região de entrada da lâmina no campo magnético e, portanto, a extremidade de entrada e o ponto $x = p \cdot \tau$ caracteriza a região de saída da lâmina do campo, ou seja, a extremidade de saída. O comprimento total do motor é igual ao produto do passo polar pelo número de pólos ($p \cdot \tau$).

Traçando-se, sobre a lâmina secundária do motor, quatro laços fictícios, como mostra a figura 1.14, faz-se a observação para um instante particular t_1 . Os laços L_1 e L_4 estão muito distantes das extremidades do primário de forma a permitir, sem erro, afirmar que os mesmos não concatenam fluxo magnético no instante t_1 . Não concatenando fluxo, não estão sujeitos às variações deste, portanto, não estão sujeitos a forças eletromotrizes induzidas e, tampouco, a correntes circulantes.

Os laços L_2 e L_3 , por sua vez, concatenam fluxo magnético variante no tempo e no espaço e estão sujeitos a forças eletromotrizes induzidas, por apresentarem velocidade em relação ao campo magnético de translação. Como o primário está estático em relação ao referencial externo e como o campo magnético viaja no sentido positivo de x , ou seja, o mesmo sentido do secundário, são observados diversos fenômenos nestes laços.

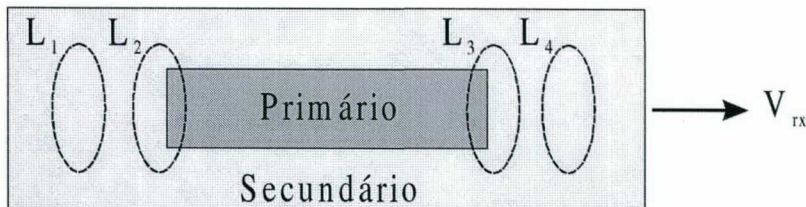


Fig. 1.14 - Laços fictícios praticados no secundário em movimento.

Como é a lâmina que se movimenta, a extremidade esquerda do primário (figura 1.14) é a de entrada e a da direita, a extremidade de saída, como discutido anteriormente. Os pontos situados na metade esquerda do laço L_2 estão fora da região ativa, enquanto que

os pontos da metade direita, estão imersos no fluxo magnético gerado pelo primário. No laço L_3 , apresenta-se situação inversa.

A reação imposta pelas correntes induzidas no secundário, na região L_2 , está estabelecida de forma a opor-se ao crescimento do fluxo concatenado pelo mesmo. No laço L_3 , a reação imposta pelas correntes atua no sentido de se opor ao decrescimento do fluxo concatenado pelo referido laço, o que já evidencia comportamento distinto para as duas extremidades.

O fato de haver circulação de correntes no laço L_3 , após a sua saída da região ativa, é motivo de aumento das perdas por correntes parasitas, além da interação do fluxo magnético criado por estas correntes com o fluxo magnético de espraiamento do primário dar origem a uma componente de força que atua em sentido inverso ao da força propulsora, isto é, dar origem a uma componente de força frenante, fato que é tão mais pronunciado quanto maior for a velocidade relativa entre lâmina que forma o secundário e o primário.

Como existe corrente induzida no laço L_2 , ocorre o aparecimento de um forte fluxo magnético que interage com o fluxo magnético de translação, alterando o comportamento da força de propulsão, no sentido de reduzi-la. Desta forma, as extremidades do estator dão origem a duas componentes de forças frenantes que caracterizam o Efeito Longitudinal de Extremidade (de entrada e de saída).

Os efeitos observados nas extremidades do estator propagam-se através do entreferro, distorcendo o campo magnético de translação em regiões distantes das extremidades. A penetração da perturbação de fluxo, devido aos efeitos de extremidades, está ligada, principalmente, à velocidade do MIL.

Para motores de baixas velocidades, o ELE de entrada é atenuado mais rapidamente e sua influência no desempenho do motor é menor que nos motores de alta velocidade.

Dentre as possibilidades para a correção do ELE, destaca-se o fator k_e proposto por Gieras [9], determinado a partir das características físicas do MIL, estabelecendo a

influência deste efeito para as diversas velocidades de operação. O fator de correção do ELE é dado pela expressão a seguir:

$$k_e = \frac{E_{me}}{E_{ms}} \quad (1.4)$$

onde:

E_{me} – Valor de pico da força magnetomotriz induzida no enrolamento em cada fase do primário, devido a densidade de fluxo magnético da onda viajante a velocidade síncrona,

S_{ms} - Valor de pico da força magnetomotriz induzida devido à onda amortecida de extremidade de entrada.

O fator k_e , apesar de sua grande utilidade para a modelagem dos MILs, apresenta alguns aspectos que tornam difícil a sua utilização, como a determinação do ângulo de fase da onda de extremidade de entrada, feito a partir de hipóteses sobre máximas velocidades.

Como a influência do ELE de saída sobre a distribuição de campo é pequena, quando comparada ao ELE de entrada, é desprezada a influência deste efeito para as análises e simulações dos MILs, ficando o efeito de entrada como ponto principal de análise [9].

1.7 - Número de Reynolds Magnético

Como foi analisado no item anterior, a velocidade do MIL é uma característica importante em sua análise. Visto que o Efeito Longitudinal de Extremidade atua de forma diferente para motores de alta e de baixa velocidades, surge a necessidade de classificar-se os motores, partindo-se de sua velocidade nominal de operação, em grupos que apresentam mesmo comportamento. Segundo [6] o artigo de Yamamura em 1972, pode-se classificar os MILs a partir do valor obtido pela expressão:

$$N_{rm} = \frac{\mu_0 \cdot \sigma \cdot (V_{rx})^2}{4 \cdot \varpi \cdot g} \quad (1.5)$$

onde:

V_{rx} – velocidade linear, (m/s),

ϖ - frequência angular, (rad/s),

g - entreferro (m).

A equação (1.5), que expressa o "Número de Reynolds Magnético", permite classificar os motores quanto a sua velocidade. Um motor apresenta comportamento de alta velocidade quando N_{rm} assume valores muito superiores à unidade e, de baixa velocidade quando N_{rm} assume valores menores que a unidade, ou seja:

$N_{rm} \gg 1$ - comportamento de alta velocidade

$N_{rm} \ll 1$ - comportamento de baixa velocidade

Existe, também, a situação em que N_{rm} assume valores pouco maiores que a unidade. Neste caso, considera-se os motores como de velocidade intermediária, devendo-se proceder uma análise mais detalhada dos efeitos provocados pelas extremidades, principalmente a de entrada.

1.8 - Aplicações típicas dos MILs

A seguir são enumeradas algumas das aplicações mais recentes nas quais são utilizados os MIL:

- 1- Portas deslizantes.
- 2- Movimento de cortinas de teatro.
- 3- Canhão de propulsão de alumínio.
- 4- Misturadores ou agitadores elétricos.
- 5- Transportadores para o movimento de bagagem.
- 6- Sistemas de robótica.
- 7- Aceleradores lineares.

- 8- Motores de toca-discos.
- 9- Elevadores.
- 10- Brinquedos em Parques de Diversão (Montanha Russa).

As aplicações dos MIL continuam sendo uma linha de grande interesse para os pesquisadores da Nasa; na figura 1.15 é mostrado o projeto para o lançamento de aviões mais recente.

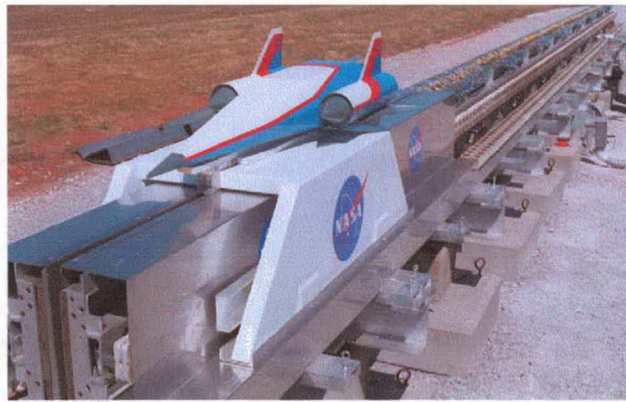


Fig. 1.15 – Projeto de lançamento de aviões da Nasa.

Existem vários fabricantes de motores lineares para diferentes aplicações específicas, entre eles a Trilogy System Corp. e a LinMot, ambas desenvolvem motores lineares com imã permanente, destacando-se neles a alta tecnologia empregada como mostram as figuras 1.16 e 1.17.

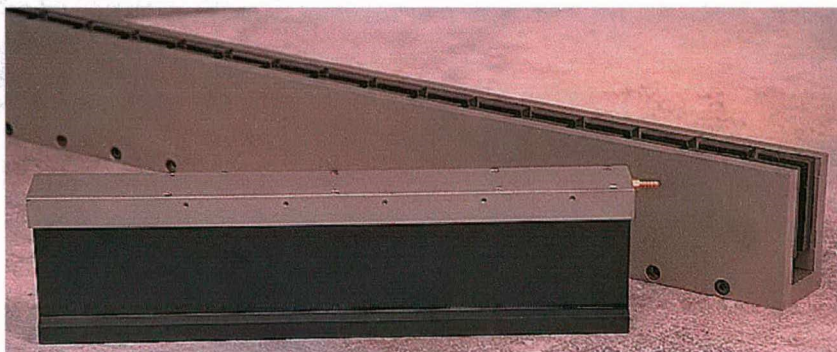


Fig. 1.16 - Motor linear com imã permanente da Trilogy System Corp.

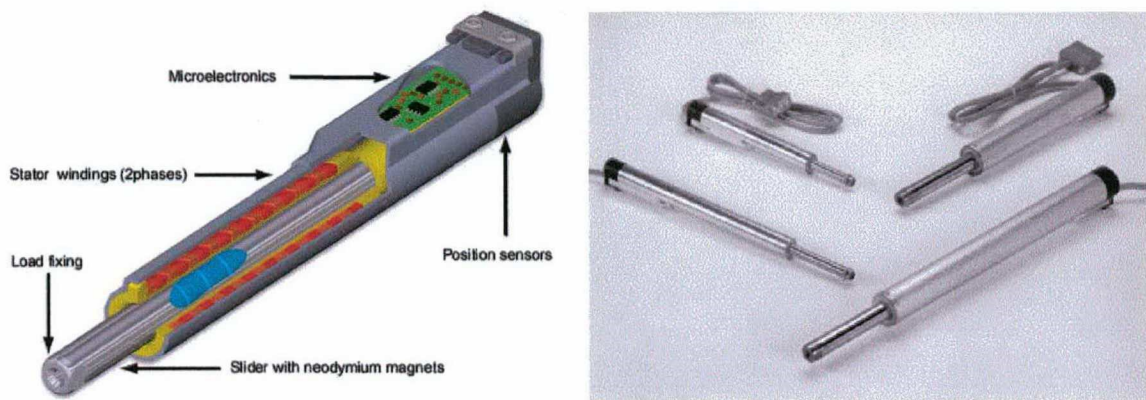


Fig. 1.17 - Motor linear com ímã permanente da LinMot.

1.9 - Conclusões

Neste capítulo foram apresentados os conceitos básicos para o estudo dos motores lineares. De forma resumida são mostrados as características e os tipos de motores de indução lineares mais conhecidos. De forma detalhada são comentados os diferentes efeitos a serem considerados no estudo dos motores de indução lineares assim como os respectivos fatores de correção implementados por diferentes pesquisadores na literatura consultada, para levar em consideração estes efeitos na modelagem dos MILs. Por último, são apresentados algumas aplicações típicas deste tipo de motores.

CAPITULO 3

MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR

3.1 – Introdução.

Neste capítulo são apresentados os passos seguidos para a obtenção do modelo equivalente do motor linear que considera tanto a operação em regime permanente, quanto uma boa representação dos transitórios elétricos do mesmo. A partir do desenho mecânico, dimensões do motor, e das características elétricas e magnéticas de seus materiais pode ser obtido o modelo simplificado do dispositivo eletromagnético em estudo. Em seguida é encontrado o circuito elétrico externo acoplado a estrutura eletromagnética.

Numa etapa posterior, procura-se introduzir no modelo do MILT, através de fatores de correção convenientes, todos os fenômenos que se deseja considerar como, por exemplo, os Efeitos de Extremidades Longitudinais e Transversais, o Efeito Pelicular, o Efeito da Saturação, entre outros. Certamente, quanto mais sofisticadas forem as necessidades impostas ao modelo, mais sofisticada deverá ser sua elaboração.

Nas simulações realizadas são desprezadas as variações dos parâmetros com a frequência de alimentação. As variações dos parâmetros, resistência e condutividade, em função da temperatura são calculados através de fatores de correção. Apesar destas simplificações, o modelo pode ser melhorado para atender a alguns ou a todos estes efeitos de maior importância no comportamento do motor, através da modificação de parâmetros de acordo com as necessidades do problema a ser estudado.

Por último, é apresentado um diagrama geral dos blocos do programa e o fluxograma do programa principal implementado neste trabalho a partir do programa original EFCIR.

Tabela 3.1 - Características do MILT.

Parâmetro	Valor	Unidade
Diâmetro Externo do Primário	0.068	m
Diâmetro Externo do Núcleo do Primário	0.060	m
Diâmetro Interno do Núcleo do Primário	0.022	m
Passo Polar	0.050	m
Largura do dente	0.0035	m
Diâmetro Externo do Secundário	0.021	m
Comprimento do Secundário	0.6	m
Espessura de cobre	0.00075	m
Entreferro	0.0005	m
Número de Espiras/Enrolamento	680	
Calibre da Bitola	27	AWG
Resistência por Enrolamento	15	Ω
Capacitor	$120 \pm 10 \%$	μF

3.3 - Características dos Materiais.

O motor apresenta três tipos de materiais, Aço 1020 na carcaça do primário e no núcleo do secundário, Aço E-230 no núcleo do primário, formado por 17 pacotes, cada um com 7 discos de 0.5 mm de espessura, e cobre na camada que envolve o núcleo do secundário. As características destes materiais estão na tabela 3.2.

As curvas de magnetização dos materiais ferromagnéticos, fornecidas pelos fabricantes, são mostradas no Anexo.

Tabela 3.2 - Características elétricas e magnéticas dos materiais do MILT.

Material	Condutividade σ ($\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$)	Permeabilidade μ	Permeabilidade Relativa μ_r (H/m)
Aço E-230	0	0.01	7957.7
Aço 1020	$5.74 \times 10^{+6}$	0.0023	1808.6
Cobre	$58.8 \times 10^{+6}$	1.26×10^{-6}	1

3.4 - Determinação do Número de Reynolds Magnético.

No capítulo 2 é analisada a importância do número de Reynolds Magnético para a classificação dos MIL. Utilizando a equação (2.37) pode ser obtido o tipo de comportamento do motor analisado, ou seja:

$$N_{rm} = \frac{\mu_0 \cdot (V_{rx})^2 \cdot \sigma_r}{4 \cdot \pi \cdot g} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (2.9)^2 \cdot 4.41 \cdot 10^{+4}}{4 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.618$$

Onde:

$$\sigma_r = \sigma_c \cdot e = 58.8 \cdot 10^{+6} \cdot 0.75 \cdot 10^{-3} = 4.41 \cdot 10^{+4} \Omega^{-1}$$

Observa-se, que N_{rm} é menor que a unidade, assim o motor pode ser classificado como de baixa velocidade.

3.5 - Determinação do Fator de Qualidade.

No capítulo 2 é apresentado um dos fatores considerados durante o desenho e projeto dos MLIs. O fator de Qualidade utilizado pelos fabricantes do MILT em estudo é obtido mediante a equação (2.30),

$$G = \frac{\mu_0 \cdot t_p^2 \cdot \sigma_r \cdot \pi}{\pi^2 \cdot g} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (50 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4.41 \cdot 10^{+4} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60}{\pi^2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 10.58$$

O baixo valor obtido indica que o motor, do ponto de vista de aproveitamento do circuito elétrico e magnético, não tem boa qualidade.

3.6 – Efeitos a serem considerados no MILT.

No capítulo 1 são analisados os fatores de correção a serem incluídos no modelo dos MIL para levar em consideração efeitos importantes. No motor em estudo não ocorre o efeito transversal de borda, devido a sua própria forma geométrica, ou seja, em motores lineares do tipo tubular o secundário do motor não apresenta abas na direção transversal. Em relação ao efeito longitudinal de extremidade não é preciso considerá-lo pois depende da velocidade de operação do motor sendo seu efeito atenuado rapidamente em motores de baixa velocidade, como é o caso.

O efeito de saturação no motor não foi analisado, todos os materiais foram considerados com permeabilidade magnética constante, ou seja, operando na região linear da curva BH fornecida pelo fabricante.

O efeito pelicular no secundário do motor é considerado na hora de discretizar a estrutura eletromagnética, como é analisado no item 3.8.

3.7 – Correção da Resistência em Função da Temperatura.

Durante a operação das máquinas elétricas, a temperatura das mesmas aumenta. Faz-se então necessária a correção das resistências dos enrolamentos no primário e no cobre do secundário, utilizando as expressões a seguir [13].

➤ Para o cobre do Primário:

$$R_{1 \text{ corrigido}} = \left(\frac{234,5 + T}{234,5 + T_{\text{ambiente}}} \right) R_1 \quad (3.1)$$

banda de movimento, tornando possível a obtenção de uma malha regular nesta região, com elementos retangulares idênticos.

Outro aspecto importante a considerar é a discretização da região onde ocorrem correntes induzidas. Nestas regiões é preciso determinar a profundidade de penetração do campo utilizando (3.4):

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (3.4)$$

Os elementos nestas regiões devem ser distribuídos em finas camadas com espessuras em torno de 1/3 da profundidade de penetração (γ). Com esse procedimento podemos obter uma boa precisão nos resultados nas regiões condutoras, distribuição das correntes induzidas nestas regiões, bem como do ponto onde o campo se extingue.

No motor objeto de estudo temos correntes induzidas principalmente na camada de cobre em seu secundário. Além disso, existem materiais ferromagnéticos que são maciços (a carcaça do primário e o núcleo do secundário) onde também estarão presentes as correntes induzidas. Os valores de profundidade de penetração para cada material são mostrados na tabela 3.3 :

Tabela 3.3 - Valores de Profundidade de penetração para os materiais condutores.

Material	Profundidade de Penetração γ (m)
Aço 1020	6.37×10^{-4}
Cobre	80×10^{-4}

Os resultados anteriores nos levam a construir uma malha fina nas regiões onde as linhas de campo magnético têm que penetrar nos elementos da estrutura com material aço 1020. Isto equívale a colocar no mínimo 3 elementos dentro de uma distância igual a 6.37×10^{-4} m. A malha da estrutura utilizada pode ser vista na figura 3.3.

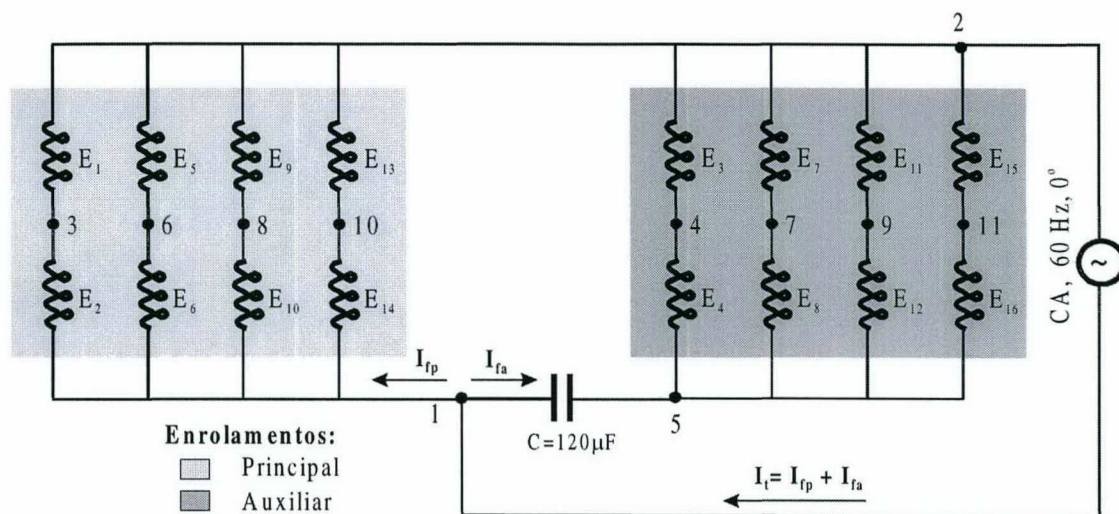


Fig. 3.4 - Circuito elétrico original do MILT.

Nas condições atuais, onde a estrutura é simplificada sendo reduzida a $\frac{1}{4}$ de seu tamanho real, o circuito elétrico externo deve ser modificado de forma tal que produza o mesmo efeito na defasagem das correntes. Assim, o capacitor equivalente tem seu valor alterado para $\frac{1}{4}$ do valor inicial, ou seja $30\mu\text{F}$. Como os enrolamentos são idênticos as correntes neles são iguais, sendo a corrente de fase no circuito simplificado 4 vezes menor que a corrente de fase do circuito original. Porém os valores das correntes no circuito simplificado são multiplicadas por 4 para obter os valores reais das correntes. Desta forma temos um pólo com 2 enrolamentos por fase como é apresentado na figura 3.5.

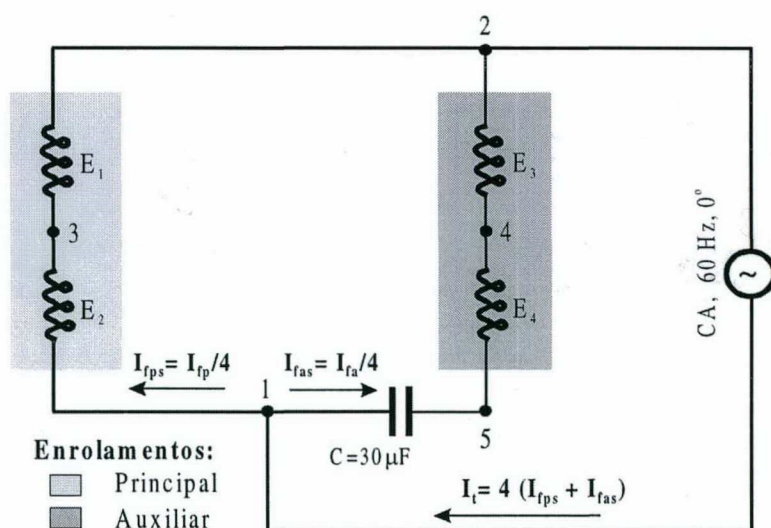


Fig. 3.5 - Circuito elétrico simplificado do MILT.

tomando como base o programa EFROT e o módulo EFCM [22] para simulação de movimento em máquinas elétricas.

As subrotinas relacionadas com o movimento rotórico da máquina elétrica, originárias do EFCM foram modificadas de modo que permitam considerar de maneira correta a formação dos elementos da banda de movimento e seus nós para o caso do movimento linear na direção do eixo x nos sentidos direito e esquerdo. A cada passo de cálculo o secundário se desloca um $\Delta x = v \cdot \Delta t$.

O fluxograma do programa desenvolvido, para levar em conta o movimento linear em estruturas eletromagnéticas é apresentado na figura 3.7. A partir dos dados da estrutura eletromagnética e da descrição da topologia do circuito, são calculadas a cada passo de cálculo o potencial vetor \mathbf{A} , a corrente nos enrolamentos \mathbf{I} , as variáveis de estado \mathbf{X} , assim como as tensões em todos os elementos do circuito.

Para inverter o sentido do movimento é verificado a cada passo de cálculo se houve mudanças nos estados dos interruptores, sendo para este fim utilizados interruptores do tipo comutação comandada, onde os tempos de condução e bloqueio são definidos pelo usuário na entrada de dados do programa.

Para a visualização dos resultados obtidos foi necessária a modificação de algumas subrotinas do módulo EFGN do programa EFCAD, pois a versão original deste não permite visualizar movimentos lineares nem movimento em estruturas axissimétricas.

O diagrama de blocos da figura 3.8 mostra a entrada de dados da estrutura eletromagnética (arquivo *.elf), da topologia do circuito (arquivo *.dad), os resultados após a resolução passo a passo das equações que permitem visualizar as grandezas eletromagnéticas da estrutura em movimento (EFGNL) e as curvas de tensão e corrente nos diferentes elementos do circuito (DSN).

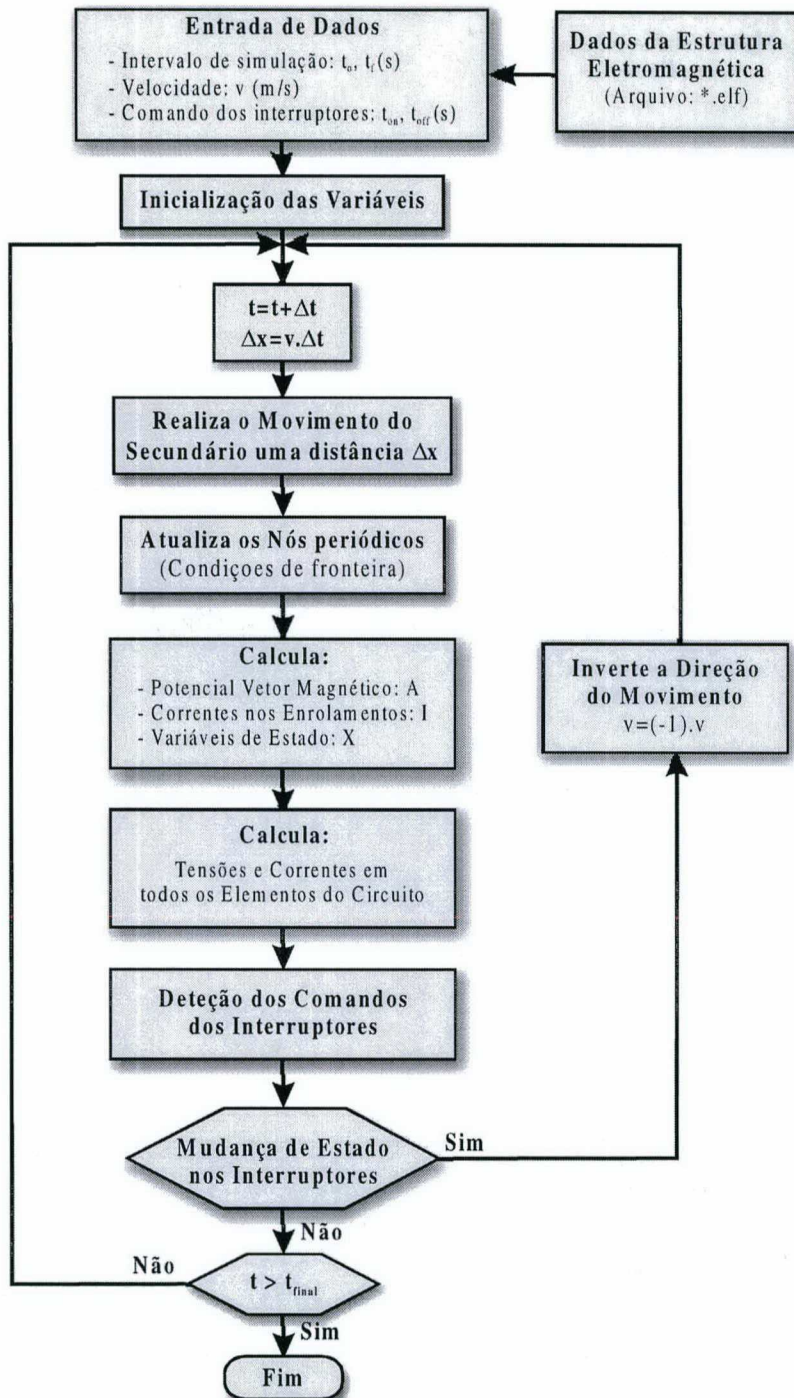


Fig. 3.7 - Fluxograma resumido do programa principal.

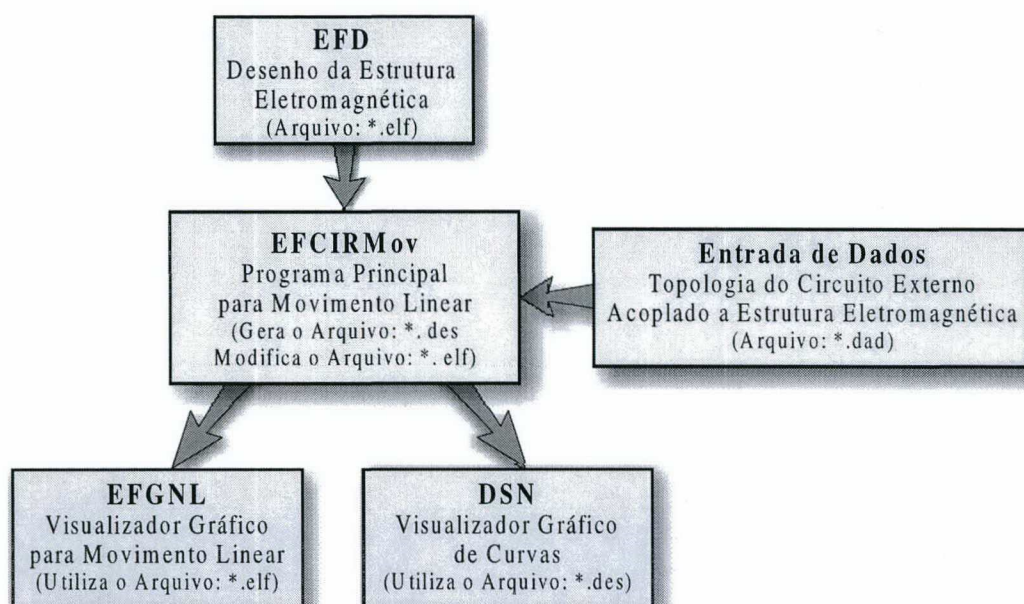


Fig. 3.8 - Diagrama geral dos blocos do programa

As subrotinas do programa EFCIRMOv foram escritos na linguagem Fortran 77, e compiladas com o “Power Station”. O módulo EFGNL de visualização gráfica foi compilado com o programa GCC-2.95.2 para Windows.

3.11 - Conclusões

Neste capítulo foram analisados os passos seguidos para a obtenção do modelo do MILT levando em consideração os fenômenos específicos dos motores lineares. Na modelagem da estrutura eletromagnética foi desconsiderada a presença das extremidades sobressalentes no secundário, escolhendo-se simplesmente um polo dentro do domínio periódico do motor. O modelo simplificado obtido permite uma boa aproximação com o modelo real de motor. Dadas as características do programa EFROT as condições de contorno periódicas ou anti-periódicas no domínio de estudo são necessárias para a realização do movimento. Por último, foi apresentado de forma resumida o fluxograma do programa desenvolvido neste trabalho assim como as modificações acrescentadas no módulo de visualização EFGN.

CAPITULO 3

MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR

3.1 – Introdução.

Neste capítulo são apresentados os passos seguidos para a obtenção do modelo equivalente do motor linear que considera tanto a operação em regime permanente, quanto uma boa representação dos transitórios elétricos do mesmo. A partir do desenho mecânico, dimensões do motor, e das características elétricas e magnéticas de seus materiais pode ser obtido o modelo simplificado do dispositivo eletromagnético em estudo. Em seguida é encontrado o circuito elétrico externo acoplado a estrutura eletromagnética.

Numa etapa posterior, procura-se introduzir no modelo do MILT, através de fatores de correção convenientes, todos os fenômenos que se deseja considerar como, por exemplo, os Efeitos de Extremidades Longitudinais e Transversais, o Efeito Pelicular, o Efeito da Saturação, entre outros. Certamente, quanto mais sofisticadas forem as necessidades impostas ao modelo, mais sofisticada deverá ser sua elaboração.

Nas simulações realizadas são desprezadas as variações dos parâmetros com a frequência de alimentação. As variações dos parâmetros, resistência e condutividade, em função da temperatura são calculados através de fatores de correção. Apesar destas simplificações, o modelo pode ser melhorado para atender a alguns ou a todos estes efeitos de maior importância no comportamento do motor, através da modificação de parâmetros de acordo com as necessidades do problema a ser estudado.

Por último, é apresentado um diagrama geral dos blocos do programa e o fluxograma do programa principal implementado neste trabalho a partir do programa original EFCIR.

3.2 - Características Construtivas do MILT em Estudo.

O motor objeto de estudo e pesquisa foi construído pela Empresa Equacional de São Paulo. De acordo com suas características é classificado como um motor de indução linear tipo tubular, com primário curto e secundário longo, alimentação monofásica com capacitor de regime permanente, com 16 enrolamentos formando 8 grupos de dois enrolamentos em série, sendo ligados 4 grupos em paralelo na fase principal e 4 grupos em paralelo na fase auxiliar. A figura 3.1 mostra um corte longitudinal do motor completo.

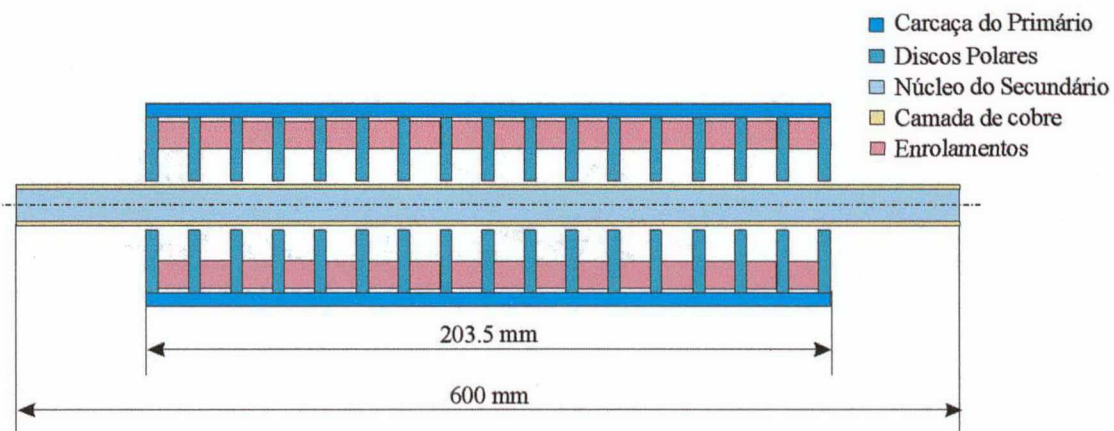


Fig. 3.1 - Vista em corte longitudinal do MILT.

O primário é constituído por conjuntos de discos de aço laminado que formam os pólos do motor. Entre eles são colocados os enrolamentos do tipo solenóide, fechando-se o circuito magnético pela carcaça. O secundário é constituído por uma barra de aço maciço recoberta por uma camada de cobre, composta por 6 segmentos de anéis de cobre soldados com latão. As características principais do motor são apresentadas na tabela 3.1:

Tabela 3.1 - Características do MILT.

Parâmetro	Valor	Unidade
Diâmetro Externo do Primário	0.068	m
Diâmetro Externo do Núcleo do Primário	0.060	m
Diâmetro Interno do Núcleo do Primário	0.022	m
Passo Polar	0.050	m
Largura do dente	0.0035	m
Diâmetro Externo do Secundário	0.021	m
Comprimento do Secundário	0.6	m
Espessura de cobre	0.00075	m
Entreferro	0.0005	m
Número de Espiras/Enrolamento	680	
Calibre da Bitola	27	AWG
Resistência por Enrolamento	15	Ω
Capacitor	$120 \pm 10 \%$	μF

3.3 - Caraterísticas dos Materiais.

O motor apresenta três tipos de materiais, Aço 1020 na carcaça do primário e no núcleo do secundário, Aço E-230 no núcleo do primário, formado por 17 pacotes, cada um com 7 discos de 0.5 mm de espessura, e cobre na camada que envolve o núcleo do secundário. As caraterísticas destes materiais estão na tabela 3.2.

As curvas de magnetização dos materiais ferromagnéticos, fornecidas pelos fabricantes, são mostradas no Anexo.

Tabela 3.2 - Características elétricas e magnéticas dos materiais do MILT.

Material	Condutividade σ ($\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$)	Permeabilidade μ	Permeabilidade Relativa μ_r (H/m)
Aço E-230	0	0.01	7957.7
Aço 1020	$5.74 \times 10^{+6}$	0.0023	1808.6
Cobre	$58.8 \times 10^{+6}$	1.26×10^{-6}	1

3.4 - Determinação do Número de Reynolds Magnético.

No capítulo 2 é analisada a importância do número de Reynolds Magnético para a classificação dos MIL. Utilizando a equação (2.37) pode ser obtido o tipo de comportamento do motor analisado, ou seja:

$$N_{rm} = \frac{\mu_0 \cdot (V_{rx})^2 \cdot \sigma_r}{4 \cdot \pi \cdot g} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (2.9)^2 \cdot 4.41 \cdot 10^{+4}}{4 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.618$$

Onde:

$$\sigma_r = \sigma_c \cdot e = 58.8 \cdot 10^{+6} \cdot 0.75 \cdot 10^{-3} = 4.41 \cdot 10^{+4} \Omega^{-1}$$

Observa-se, que N_{rm} é menor que a unidade, assim o motor pode ser classificado como de baixa velocidade.

3.5 - Determinação do Fator de Qualidade.

No capítulo 2 é apresentado um dos fatores considerados durante o desenho e projeto dos MLIs. O fator de Qualidade utilizado pelos fabricantes do MILT em estudo é obtido mediante a equação (2.30),

$$G = \frac{\mu_0 \cdot t_p^2 \cdot \sigma_r \cdot \pi}{\pi^2 \cdot g} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (50 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4.41 \cdot 10^{+4} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60}{\pi^2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 10.58$$

O baixo valor obtido indica que o motor, do ponto de vista de aproveitamento do circuito elétrico e magnético, não tem boa qualidade.

3.6 – Efeitos a serem considerados no MILT.

No capítulo 1 são analisados os fatores de correção a serem incluídos no modelo dos MIL para levar em consideração efeitos importantes. No motor em estudo não ocorre o efeito transversal de borda, devido a sua própria forma geométrica, ou seja, em motores lineares do tipo tubular o secundário do motor não apresenta abas na direção transversal. Em relação ao efeito longitudinal de extremidade não é preciso considerá-lo pois depende da velocidade de operação do motor sendo seu efeito atenuado rapidamente em motores de baixa velocidade, como é o caso.

O efeito de saturação no motor não foi analisado, todos os materiais foram considerados com permeabilidade magnética constante, ou seja, operando na região linear da curva BH fornecida pelo fabricante.

O efeito pelicular no secundário do motor é considerado na hora de discretizar a estrutura eletromagnética, como é analisado no item 3.8.

3.7 – Correção da Resistência em Função da Temperatura.

Durante a operação das máquinas elétricas, a temperatura das mesmas aumenta. Faz-se então necessária a correção das resistências dos enrolamentos no primário e no cobre do secundário, utilizando as expressões a seguir [13].

➤ Para o cobre do Primário:

$$R_{1 \text{ corrigido}} = \left(\frac{234,5 + T}{234,5 + T_{\text{ambiente}}} \right) R_1 \quad (3.1)$$

banda de movimento, tornando possível a obtenção de uma malha regular nesta região, com elementos retangulares idênticos.

Outro aspecto importante a considerar é a discretização da região onde ocorrem correntes induzidas. Nestas regiões é preciso determinar a profundidade de penetração do campo utilizando (3.4):

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \quad (3.4)$$

Os elementos nestas regiões devem ser distribuídos em finas camadas com espessuras em torno de 1/3 da profundidade de penetração (γ). Com esse procedimento podemos obter uma boa precisão nos resultados nas regiões condutoras, distribuição das correntes induzidas nestas regiões, bem como do ponto onde o campo se extingue.

No motor objeto de estudo temos correntes induzidas principalmente na camada de cobre em seu secundário. Além disso, existem materiais ferromagnéticos que são maciços (a carcaça do primário e o núcleo do secundário) onde também estarão presentes as correntes induzidas. Os valores de profundidade de penetração para cada material são mostrados na tabela 3.3 :

Tabela 3.3 - Valores de Profundidade de penetração para os materiais condutores.

Material	Profundidade de Penetração γ (m)
Aço 1020	6.37×10^{-4}
Cobre	80×10^{-4}

Os resultados anteriores nos levam a construir uma malha fina nas regiões onde as linhas de campo magnético têm que penetrar nos elementos da estrutura com material aço 1020. Isto equívale a colocar no mínimo 3 elementos dentro de uma distância igual a 6.37×10^{-4} m. A malha da estrutura utilizada pode ser vista na figura 3.3.

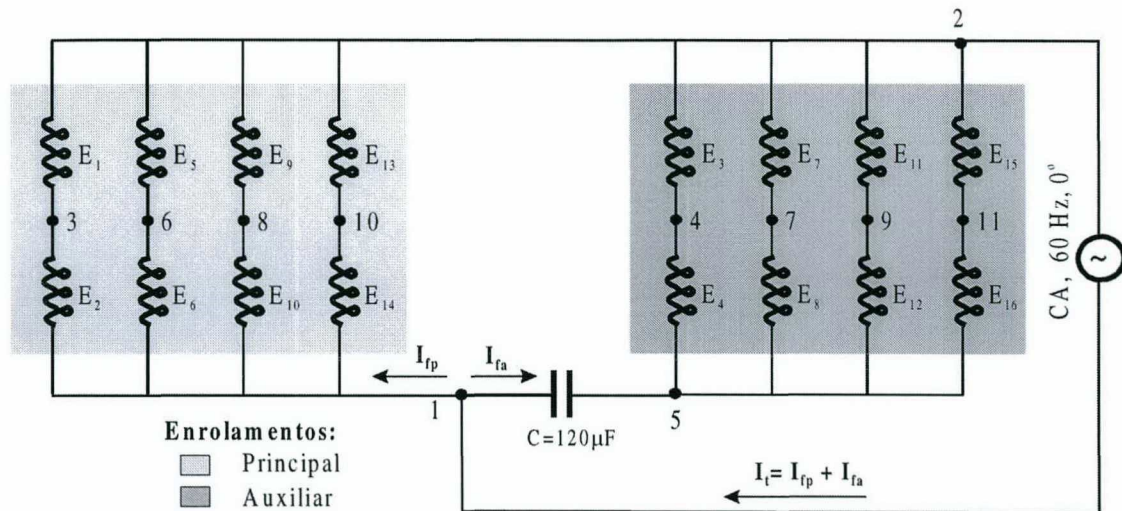


Fig. 3.4 - Circuito elétrico original do MILT.

Nas condições atuais, onde a estrutura é simplificada sendo reduzida a $\frac{1}{4}$ de seu tamanho real, o circuito elétrico externo deve ser modificado de forma tal que produza o mesmo efeito na defasagem das correntes. Assim, o capacitor equivalente tem seu valor alterado para $\frac{1}{4}$ do valor inicial, ou seja $30\mu\text{F}$. Como os enrolamentos são idênticos as correntes neles são iguais, sendo a corrente de fase no circuito simplificado 4 vezes menor que a corrente de fase do circuito original. Porém os valores das correntes no circuito simplificado são multiplicadas por 4 para obter os valores reais das correntes. Desta forma temos um pólo com 2 enrolamentos por fase como é apresentado na figura 3.5.

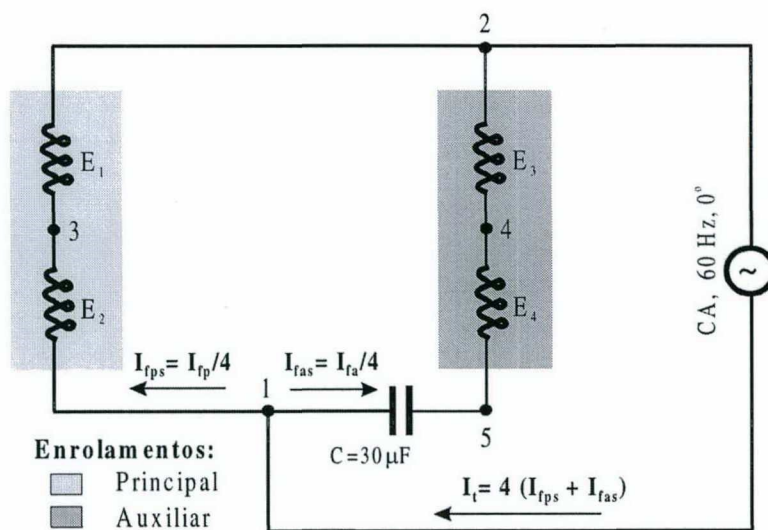


Fig. 3.5 - Circuito elétrico simplificado do MILT.

tomando como base o programa EFROT e o módulo EFCM [22] para simulação de movimento em máquinas elétricas.

As subrotinas relacionadas com o movimento rotórico da máquina elétrica, originárias do EFCM foram modificadas de modo que permitam considerar de maneira correta a formação dos elementos da banda de movimento e seus nós para o caso do movimento linear na direção do eixo x nos sentidos direito e esquerdo. A cada passo de cálculo o secundário se desloca um $\Delta x = v \cdot \Delta t$.

O fluxograma do programa desenvolvido, para levar em conta o movimento linear em estruturas eletromagnéticas é apresentado na figura 3.7. A partir dos dados da estrutura eletromagnética e da descrição da topologia do circuito, são calculadas a cada passo de cálculo o potencial vetor \mathbf{A} , a corrente nos enrolamentos \mathbf{I} , as variáveis de estado \mathbf{X} , assim como as tensões em todos os elementos do circuito.

Para inverter o sentido do movimento é verificado a cada passo de cálculo se houve mudanças nos estados dos interruptores, sendo para este fim utilizados interruptores do tipo comutação comandada, onde os tempos de condução e bloqueio são definidos pelo usuário na entrada de dados do programa.

Para a visualização dos resultados obtidos foi necessária a modificação de algumas subrotinas do módulo EFGN do programa EFCAD, pois a versão original deste não permite visualizar movimentos lineares nem movimento em estruturas axissimétricas.

O diagrama de blocos da figura 3.8 mostra a entrada de dados da estrutura eletromagnética (arquivo *.elf), da topologia do circuito (arquivo *.dad), os resultados após a resolução passo a passo das equações que permitem visualizar as grandezas eletromagnéticas da estrutura em movimento (EFGNL) e as curvas de tensão e corrente nos diferentes elementos do circuito (DSN).

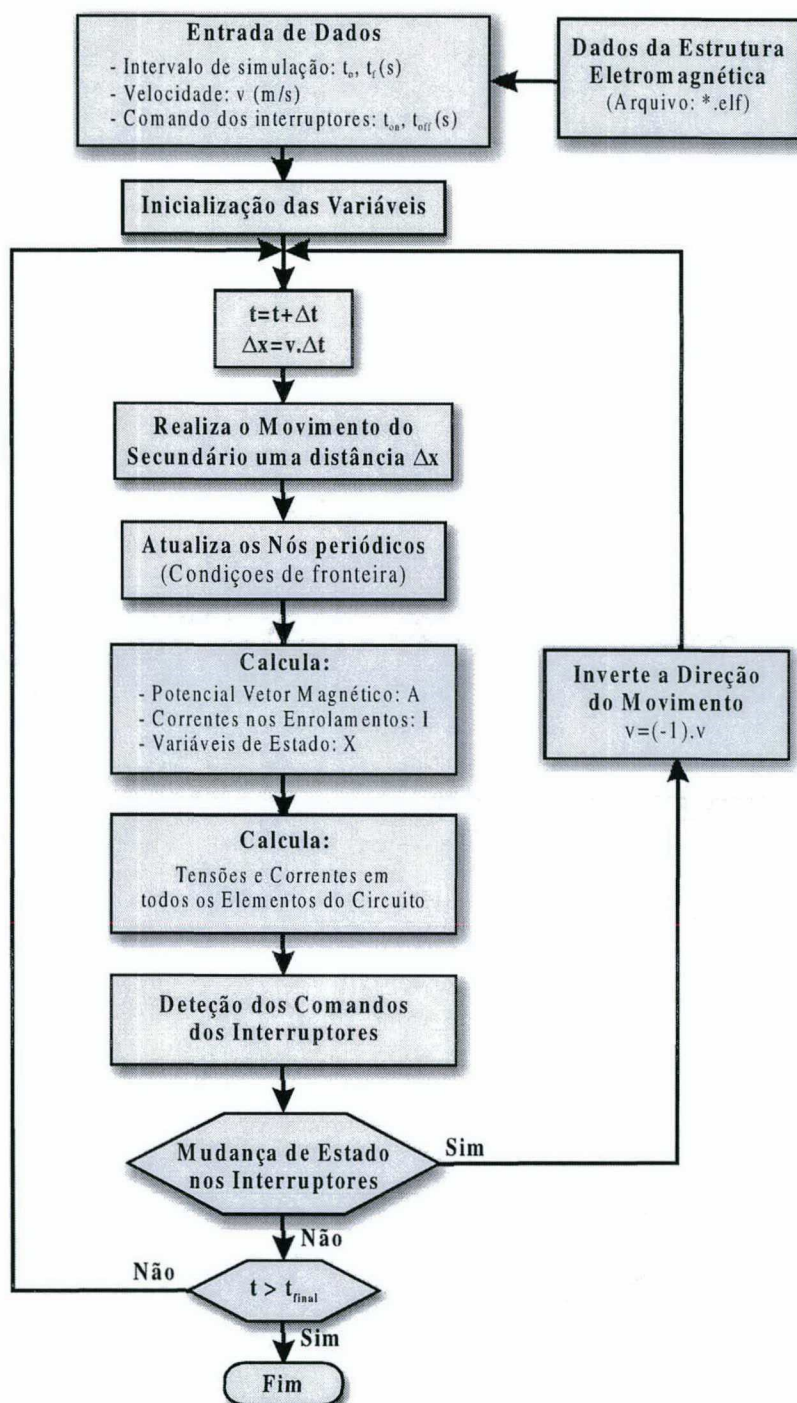


Fig. 3.7 - Fluxograma resumido do programa principal.

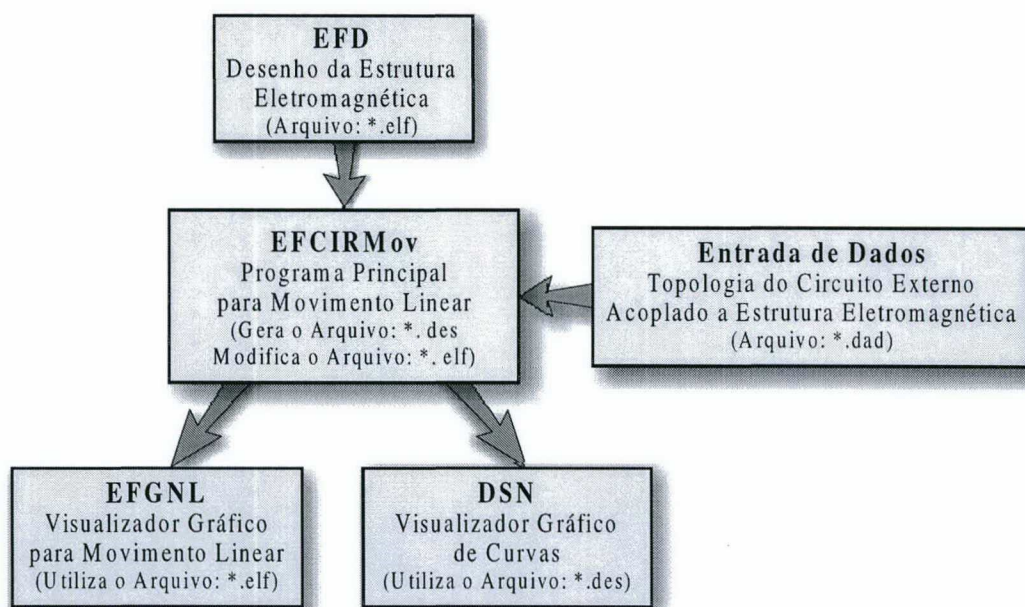


Fig. 3.8 - Diagrama geral dos blocos do programa

As subrotinas do programa EFCIRMOv foram escritos na linguagem Fortran 77, e compiladas com o “Power Station”. O módulo EFGNL de visualização gráfica foi compilado com o programa GCC-2.95.2 para Windows.

3.11 - Conclusões

Neste capítulo foram analisados os passos seguidos para a obtenção do modelo do MILT levando em consideração os fenômenos específicos dos motores lineares. Na modelagem da estrutura eletromagnética foi desconsiderada a presença das extremidades sobressalentes no secundário, escolhendo-se simplesmente um polo dentro do domínio periódico do motor. O modelo simplificado obtido permite uma boa aproximação com o modelo real de motor. Dadas as características do programa EFROT as condições de contorno periódicas ou anti-periódicas no domínio de estudo são necessárias para a realização do movimento. Por último, foi apresentado de forma resumida o fluxograma do programa desenvolvido neste trabalho assim como as modificações acrescentadas no módulo de visualização EFGN.

CAPITULO 3

MODELAGEM DO MOTOR DE INDUÇÃO LINEAR TUBULAR

3.1 – Introdução.

Neste capítulo são apresentados os passos seguidos para a obtenção do modelo equivalente do motor linear que considera tanto a operação em regime permanente, quanto uma boa representação dos transitórios elétricos do mesmo. A partir do desenho mecânico, dimensões do motor, e das características elétricas e magnéticas de seus materiais pode ser obtido o modelo simplificado do dispositivo eletromagnético em estudo. Em seguida é encontrado o circuito elétrico externo acoplado a estrutura eletromagnética.

Numa etapa posterior, procura-se introduzir no modelo do MILT, através de fatores de correção convenientes, todos os fenômenos que se deseja considerar como, por exemplo, os Efeitos de Extremidades Longitudinais e Transversais, o Efeito Pelicular, o Efeito da Saturação, entre outros. Certamente, quanto mais sofisticadas forem as necessidades impostas ao modelo, mais sofisticada deverá ser sua elaboração.

Nas simulações realizadas são desprezadas as variações dos parâmetros com a frequência de alimentação. As variações dos parâmetros, resistência e condutividade, em função da temperatura são calculados através de fatores de correção. Apesar destas simplificações, o modelo pode ser melhorado para atender a alguns ou a todos estes efeitos de maior importância no comportamento do motor, através da modificação de parâmetros de acordo com as necessidades do problema a ser estudado.

Por último, é apresentado um diagrama geral dos blocos do programa e o fluxograma do programa principal implementado neste trabalho a partir do programa original EFCIR.

Tabela 3.1 - Características do MILT.

Parâmetro	Valor	Unidade
Diâmetro Externo do Primário	0.068	m
Diâmetro Externo do Núcleo do Primário	0.060	m
Diâmetro Interno do Núcleo do Primário	0.022	m
Passo Polar	0.050	m
Largura do dente	0.0035	m
Diâmetro Externo do Secundário	0.021	m
Comprimento do Secundário	0.6	m
Espessura de cobre	0.00075	m
Entreferro	0.0005	m
Número de Espiras/Enrolamento	680	
Calibre da Bitola	27	AWG
Resistência por Enrolamento	15	Ω
Capacitor	$120 \pm 10 \%$	μF

3.3 - Características dos Materiais.

O motor apresenta três tipos de materiais, Aço 1020 na carcaça do primário e no núcleo do secundário, Aço E-230 no núcleo do primário, formado por 17 pacotes, cada um com 7 discos de 0.5 mm de espessura, e cobre na camada que envolve o núcleo do secundário. As características destes materiais estão na tabela 3.2.

As curvas de magnetização dos materiais ferromagnéticos, fornecidas pelos fabricantes, são mostradas no Anexo.

Tabela 3.2 - Características elétricas e magnéticas dos materiais do MILT.

Material	Condutividade σ ($\Omega^{-1}\text{m}^{-1}$)	Permeabilidade μ	Permeabilidade Relativa μ_r (H/m)
Aço E-230	0	0.01	7957.7
Aço 1020	$5.74 \times 10^{+6}$	0.0023	1808.6
Cobre	$58.8 \times 10^{+6}$	1.26×10^{-6}	1

3.4 - Determinação do Número de Reynolds Magnético.

No capítulo 2 é analisada a importância do número de Reynolds Magnético para a classificação dos MIL. Utilizando a equação (2.37) pode ser obtido o tipo de comportamento do motor analisado, ou seja:

$$N_{rm} = \frac{\mu_0 \cdot (V_{rx})^2 \cdot \sigma_r}{4 \cdot \pi \cdot g} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (2.9)^2 \cdot 4.41 \cdot 10^{+4}}{4 \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 0.618$$

Onde:

$$\sigma_r = \sigma_c \cdot e = 58.8 \cdot 10^{+6} \cdot 0.75 \cdot 10^{-3} = 4.41 \cdot 10^{+4} \Omega^{-1}$$

Observa-se, que N_{rm} é menor que a unidade, assim o motor pode ser classificado como de baixa velocidade.

3.5 - Determinação do Fator de Qualidade.

No capítulo 2 é apresentado um dos fatores considerados durante o desenho e projeto dos MLIs. O fator de Qualidade utilizado pelos fabricantes do MILT em estudo é obtido mediante a equação (2.30),

$$G = \frac{\mu_0 \cdot t_p^2 \cdot \sigma_r \cdot \pi}{\pi^2 \cdot g} = \frac{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot (50 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 4.41 \cdot 10^{+4} \cdot 2 \cdot \pi \cdot 60}{\pi^2 \cdot 0.5 \cdot 10^{-3}} = 10.58$$

O baixo valor obtido indica que o motor, do ponto de vista de aproveitamento do circuito elétrico e magnético, não tem boa qualidade.

3.6 – Efeitos a serem considerados no MILT.

No capítulo 1 são analisados os fatores de correção a serem incluídos no modelo dos MIL para levar em consideração efeitos importantes. No motor em estudo não ocorre o efeito transversal de borda, devido a sua própria forma geométrica, ou seja, em motores lineares do tipo tubular o secundário do motor não apresenta abas na direção transversal. Em relação ao efeito longitudinal de extremidade não é preciso considerá-lo pois depende da velocidade de operação do motor sendo seu efeito atenuado rapidamente em motores de baixa velocidade, como é o caso.

O efeito de saturação no motor não foi analisado, todos os materiais foram considerados com permeabilidade magnética constante, ou seja, operando na região linear da curva BH fornecida pelo fabricante.

O efeito pelicular no secundário do motor é considerado na hora de discretizar a estrutura eletromagnética, como é analisado no item 3.8.

3.7 – Correção da Resistência em Função da Temperatura.

Durante a operação das máquinas elétricas, a temperatura das mesmas aumenta. Faz-se então necessária a correção das resistências dos enrolamentos no primário e no cobre do secundário, utilizando as expressões a seguir [13].

➤ Para o cobre do Primário:

$$R_{1 \text{ corrigido}} = \left(\frac{234,5 + T}{234,5 + T_{\text{ambiente}}} \right) R_1 \quad (3.1)$$

➤ **Para o cobre do secundário:**

$$R_{2 \text{ corrigido}} = \left(\frac{225 + T}{225 + T_{\text{ambiente}}} \right) R_2 \quad (3.2)$$

$$\sigma_{\text{corrigido}} = \frac{\sigma}{\left(\frac{225 + T}{225 + T_{\text{ambiente}}} \right)} \quad (3.3)$$

onde:

T: é a temperatura medida no ensaio (°C),

T_{ambiente}: é a temperatura ambiente (°C).

O valor de temperatura medido no ensaio não deve superar o valor máximo permissível de temperatura da máquina. A margem de elevação de temperatura permissível varia em função da classe de isolamento utilizada. A mais pobre, a Classe “O” resiste uma temperatura máxima limite do ponto mais quente de 90 °C, e a Classe “H” resiste 180 °C.

3.8 - Modelagem do MILT.

Aproveitando a geometria axissimétrica da estrutura e as condições de periodicidade presentes no MILT, é adotado como o domínio de estudo ¼ da estrutura.

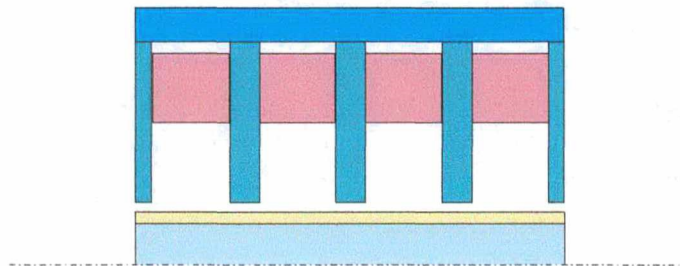


Fig. 3.2 - Corte longitudinal de ¼ do MILT.

Para o desenho da estrutura eletromagnética foi utilizado o malhador EFD (Pré-processador do EFCAD). Este aplicativo é mais adequado para definição dos elementos da

banda de movimento, tornando possível a obtenção de uma malha regular nesta região, com elementos retangulares idênticos.

Outro aspecto importante a considerar é a discretização da região onde ocorrem correntes induzidas. Nestas regiões é preciso determinar a profundidade de penetração do campo utilizando (3.4):

$$\gamma = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot f \cdot \mu \cdot \sigma}} \tag{3.4}$$

Os elementos nestas regiões devem ser distribuídos em finas camadas com espessuras em torno de 1/3 da profundidade de penetração (γ). Com esse procedimento podemos obter uma boa precisão nos resultados nas regiões condutoras, distribuição das correntes induzidas nestas regiões, bem como do ponto onde o campo se extingue.

No motor objeto de estudo temos correntes induzidas principalmente na camada de cobre em seu secundário. Além disso, existem materiais ferromagnéticos que são maciços (a carcaça do primário e o núcleo do secundário) onde também estarão presentes as correntes induzidas. Os valores de profundidade de penetração para cada material são mostrados na tabela 3.3 :

Tabela 3.3 - Valores de Profundidade de penetração para os materiais condutores.

Material	Profundidade de Penetração γ (m)
Aço 1020	6.37×10^{-4}
Cobre	80×10^{-4}

Os resultados anteriores nos levam a construir uma malha fina nas regiões onde as linhas de campo magnético têm que penetrar nos elementos da estrutura com material aço 1020. Isto equívale a colocar no mínimo 3 elementos dentro de uma distância igual a 6.37×10^{-4} m. A malha da estrutura utilizada pode ser vista na figura 3.3.

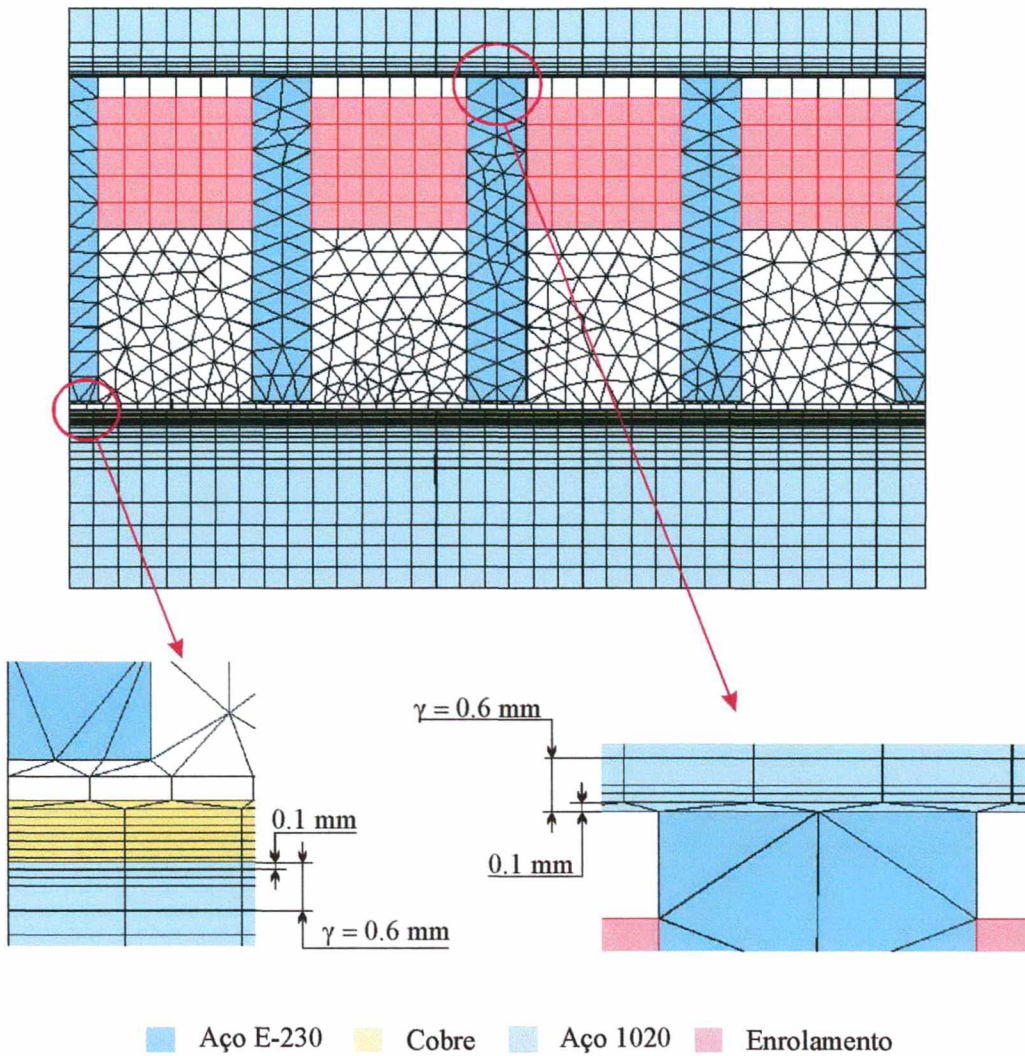


Fig. 3.3 - Malha da estrutura eletromagnética (1673 Nós e 2010 Elementos).

3.9 - Circuito Elétrico Externo.

O circuito elétrico original do motor, mostrado na figura 3.4, consta de 16 enrolamentos, conectados 2 enrolamentos em série por fase, formando 4 pólos, acoplados a uma fonte de alimentação senoidal e mediante um capacitor de $120 \mu\text{F}$ é obtida a defasagem das correntes para produzir o movimento do secundário do motor.

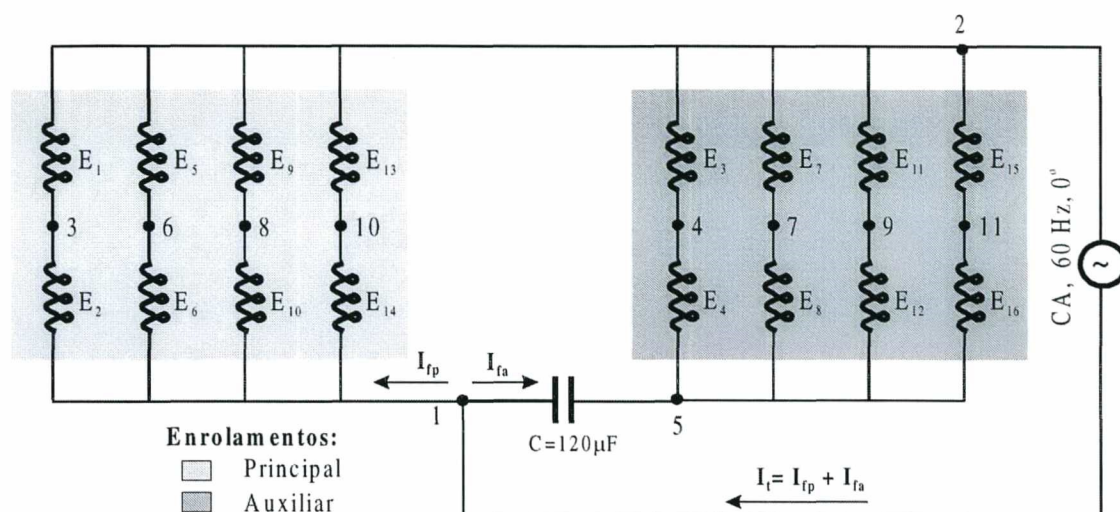


Fig. 3.4 - Circuito elétrico original do MILT.

Nas condições atuais, onde a estrutura é simplificada sendo reduzida a $\frac{1}{4}$ de seu tamanho real, o circuito elétrico externo deve ser modificado de forma tal que produza o mesmo efeito na defasagem das correntes. Assim, o capacitor equivalente tem seu valor alterado para $\frac{1}{4}$ do valor inicial, ou seja $30\mu\text{F}$. Como os enrolamentos são idênticos as correntes neles são iguais, sendo a corrente de fase no circuito simplificado 4 vezes menor que a corrente de fase do circuito original. Porém os valores das correntes no circuito simplificado são multiplicadas por 4 para obter os valores reais das correntes. Desta forma temos um pólo com 2 enrolamentos por fase como é apresentado na figura 3.5.

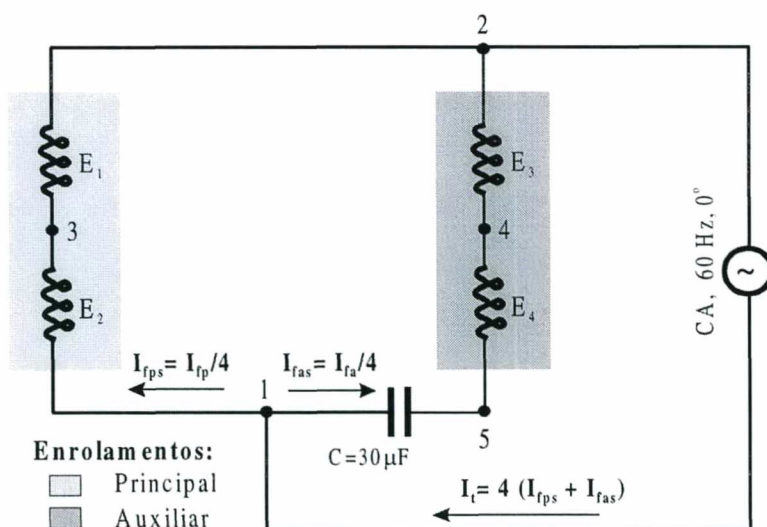


Fig. 3.5 - Circuito elétrico simplificado do MILT.

Com o objetivo de inverter o sentido do movimento do secundário do motor, foram colocados no circuito elétrico externo dois transistores T1 e T2, figura 3.6. Quando o transistor T1 conduz o secundário se movimenta no sentido esquerdo e quando T2 conduz, o secundário se movimenta no sentido direito. Os dois transistores sempre vão operar de maneira complementar, ou seja, um em condução enquanto o outro está bloqueado. Os tempos de início e fim de condução dos transistores são introduzidos pelo usuário. De acordo com a velocidade de movimento imposta pelo usuário e o tempo de condução selecionado para cada transistor, o Programa determina o valor do deslocamento do secundário do motor para cada sentido. O esquema do circuito elétrico utilizado é exposto na figura 3.6.

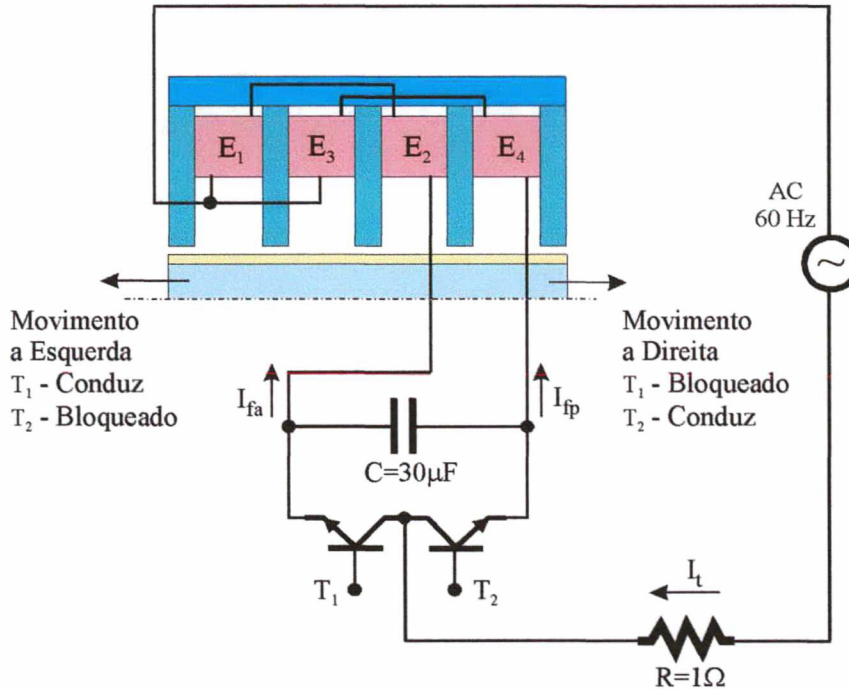


Fig. 3.6 - Circuito elétrico externo acoplado a estrutura eletromagnética.

3.10 – Estrutura da Programação.

O programa implementado para considerar o movimento linear em dispositivos eletromagnéticos quando acoplados a circuitos externos de alimentação, foi desenvolvido

tomando como base o programa EFROT e o módulo EFCM [22] para simulação de movimento em máquinas elétricas.

As subrotinas relacionadas com o movimento rotórico da máquina elétrica, originárias do EFCM foram modificadas de modo que permitam considerar de maneira correta a formação dos elementos da banda de movimento e seus nós para o caso do movimento linear na direção do eixo x nos sentidos direito e esquerdo. A cada passo de cálculo o secundário se desloca um $\Delta x = v \cdot \Delta t$.

O fluxograma do programa desenvolvido, para levar em conta o movimento linear em estruturas eletromagnéticas é apresentado na figura 3.7. A partir dos dados da estrutura eletromagnética e da descrição da topologia do circuito, são calculadas a cada passo de cálculo o potencial vetor \mathbf{A} , a corrente nos enrolamentos \mathbf{I} , as variáveis de estado \mathbf{X} , assim como as tensões em todos os elementos do circuito.

Para inverter o sentido do movimento é verificado a cada passo de cálculo se houve mudanças nos estados dos interruptores, sendo para este fim utilizados interruptores do tipo comutação comandada, onde os tempos de condução e bloqueio são definidos pelo usuário na entrada de dados do programa.

Para a visualização dos resultados obtidos foi necessária a modificação de algumas subrotinas do módulo EFGN do programa EFCAD, pois a versão original deste não permite visualizar movimentos lineares nem movimento em estruturas axissimétricas.

O diagrama de blocos da figura 3.8 mostra a entrada de dados da estrutura eletromagnética (arquivo *.elf), da topologia do circuito (arquivo *.dad), os resultados após a resolução passo a passo das equações que permitem visualizar as grandezas eletromagnéticas da estrutura em movimento (EFGNL) e as curvas de tensão e corrente nos diferentes elementos do circuito (DSN).

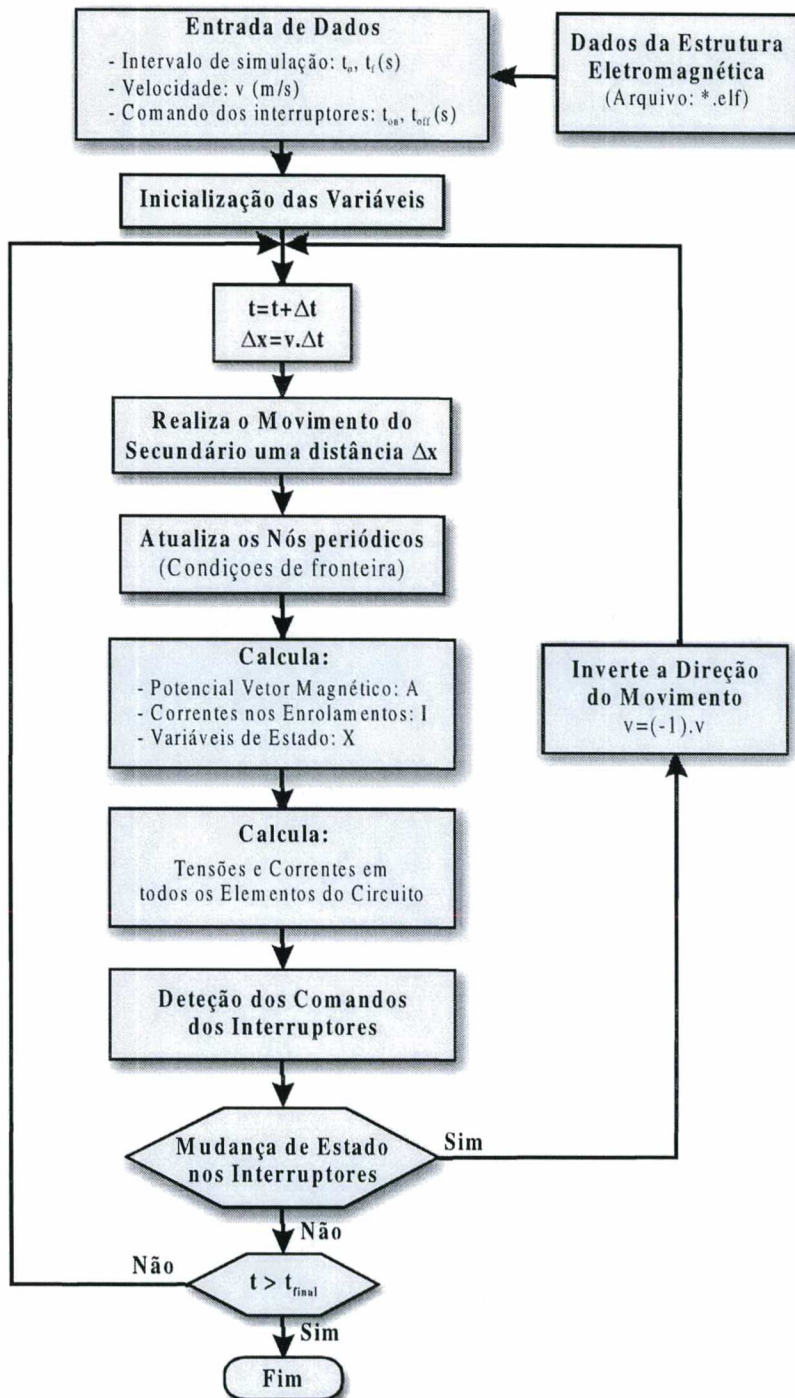


Fig. 3.7 - Fluxograma resumido do programa principal.

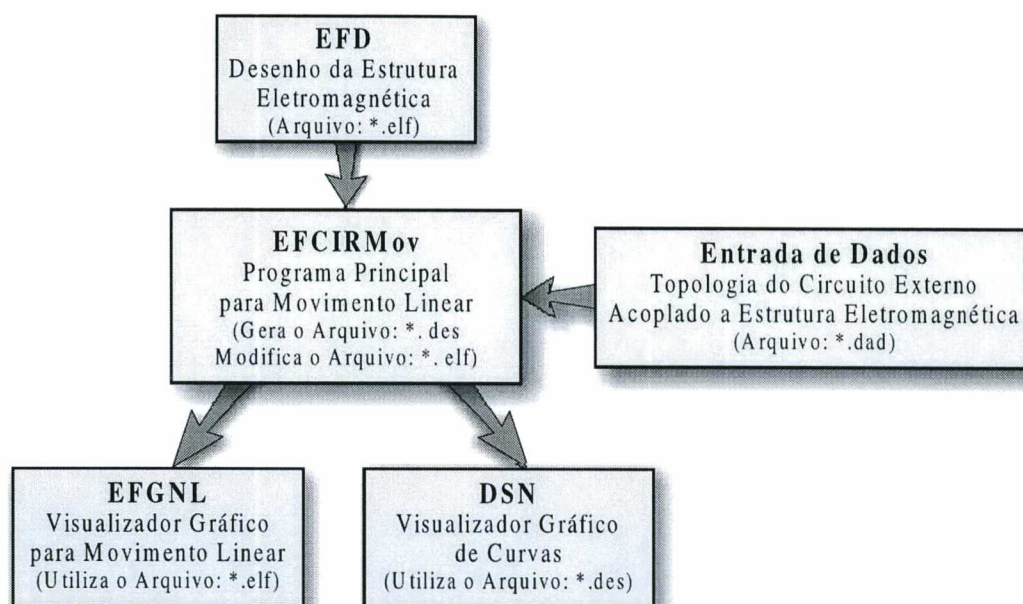


Fig. 3.8 - Diagrama geral dos blocos do programa

As subrotinas do programa EFCIRMOV foram escritos na linguagem Fortran 77, e compiladas com o “Power Station”. O módulo EFGNL de visualização gráfica foi compilado com o programa GCC-2.95.2 para Windows.

3.11 - Conclusões

Neste capítulo foram analisados os passos seguidos para a obtenção do modelo do MILT levando em consideração os fenômenos específicos dos motores lineares. Na modelagem da estrutura eletromagnética foi desconsiderada a presença das extremidades sobressalentes no secundário, escolhendo-se simplesmente um polo dentro do domínio periódico do motor. O modelo simplificado obtido permite uma boa aproximação com o modelo real de motor. Dadas as características do programa EFROT as condições de contorno periódicas ou anti-periódicas no domínio de estudo são necessárias para a realização do movimento. Por último, foi apresentado de forma resumida o fluxograma do programa desenvolvido neste trabalho assim como as modificações acrescentadas no módulo de visualização EFGN.

CAPÍTULO 4

COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS OBTIDOS NAS SIMULAÇÕES E EM ENSAIOS EXPERIMENTAIS

4.1 - Introdução.

Aqui serão apresentados os diferentes blocos da bancada experimental construída para os efeitos deste trabalho, levando em consideração a disponibilidade de recursos disponíveis no Laboratório e as necessidades de funcionamento impostas pelo dispositivo eletromagnético (MILT).

A seguir mostra-se alguns resultados das simulações feitas para os ensaios de motor travado e para um valor de velocidade, utilizando o programa EFCIRMov implementado para este trabalho. Em todos os casos possíveis são comparados os resultados obtidos nas simulações com os resultados obtidos durante os ensaios experimentais. São apresentadas as cartas de campo obtidas em cada simulação assim como a distribuição das correntes induzidas.

São dois os principais aspectos considerados na observação dos resultados: se as formas de onda das tensões e correntes nos diversos elementos do circuito conferem com as formas de onda obtidas nos ensaios experimentais realizados na bancada experimental.

4.2 - Bancada Experimental.

Para levar em conta o movimento do MILT, é preciso a implementação de sensores de fim de curso e um circuito de controle que permitisse a inversão da velocidade de forma automática. A bancada experimental construída para estes efeitos é apresentada na figura 4.1.

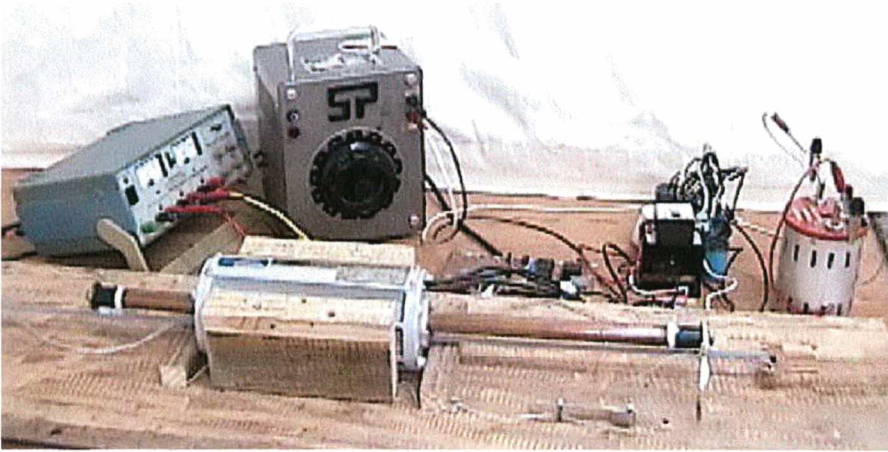


Fig. 4.1 - Imagem da bancada experimental.

Na figura a seguir são apresentados em forma de diagrama em blocos as diferentes partes que integram a bancada experimental.

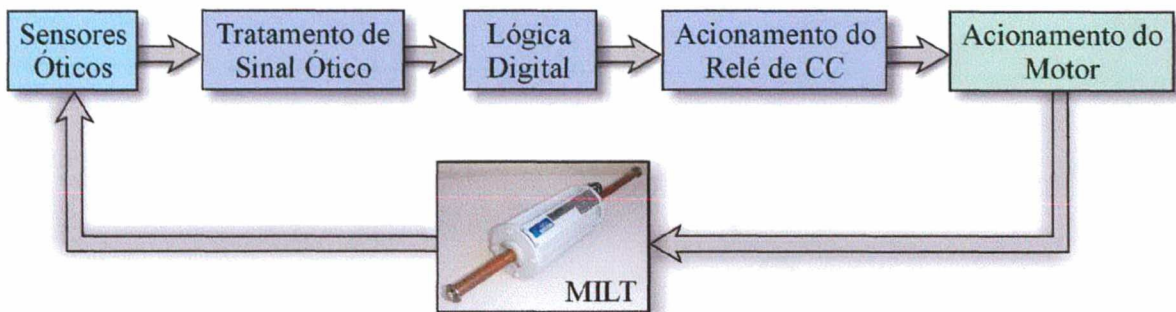


Fig. 4.2 - Diagrama em blocos da bancada experimental.

Apresenta-se a seguir os blocos separadamente, onde serão detalhados as características dos componentes, assim como as funções de cada bloco.

4.2.1 - Bloco de Sensores Óticos.

Os sensores de fim de curso tem por objetivo, como seu próprio nome já diz, detectar a chegada do secundário ao fim do seu curso. Como fim de curso neste caso, entende-se a máxima posição que o secundário pode alcançar, sem que o mesmo trave. Os sensores utilizados são do tipo ótico, compostos basicamente por um LED infravermelho e

um fotosensor associado. Esse fotosensor quando estimulado pelo LED, produz uma tensão em seus terminais de 5V. Sem a luz do LED esse valor cai para aproximadamente 1V. O circuito dos sensores pode ser visto na figura 4.3.

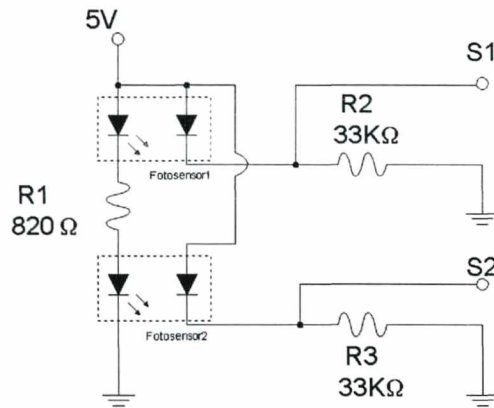


Fig. 4.3 - Circuito dos sensores.

4.2.2 - Bloco Tratamento de Sinal Ótico.

O sinal produzido pelo fotosensor não é adequado para acionar um dispositivo TTL, necessitando, portanto, ser pré-tratado. O circuito que executa esta função, é composto basicamente por um transistor operando no corte/saturação. O circuito de tratamento do sinal vindo dos sensores pode ser visto na figura 4.4. A saída deste transistor é agora uma cópia do sinal vindo do fotosensor, sendo, porém, um sinal mais “robusto”, capaz de ativar um circuito TTL. Como resistência de base, foram utilizadas duas resistências com o objetivo de se alcançar um valor mais próximo do valor de projeto. Para aumentar a confiabilidade do circuito no tratamento de sinais analógicas são conectados os capacitores C1 e C2 de $0.1\mu\text{F}$, nos terminais de entrada do sinal provenientes do bloco de sensores óticos, suprimindo assim o ruído de CA.

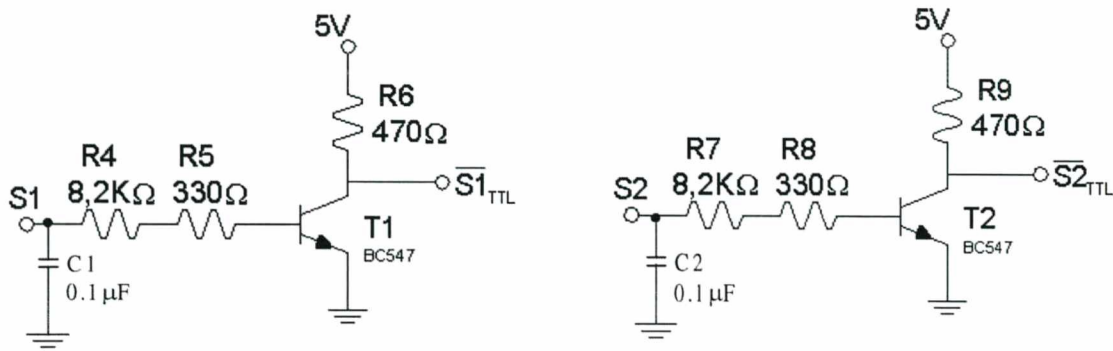


Fig. 4.4 - Circuito do tratamento do sinal ótico.

4.2.3 - Bloco de Lógica Digital.

O secundário ao chegar a qualquer uma das 2 extremidades, bloqueia o fluxo luminoso existente entre o LED e o fotosensor. Esse bloqueio gera um pulso na saída de T1 e T2 que dura apenas enquanto o secundário continua bloqueando o fluxo ótico. Esse sinal deve ser mantido no mesmo estado lógico até que o secundário atinja a outra extremidade, acionando o outro sensor, quando o estado lógico deste sinal deve ser invertido. O componente básico que realiza tal função é um FLIP-FLOP tipo T. Mantidas as entradas J e K (e também as entradas de preset e clear) em nível lógico alto, a saída terá seu valor invertido (complementado) cada vez que uma borda de descida é detectada na entrada de clock. O circuito completo que realiza essa função pode ser visto na figura 4.5.

Os inversores na entrada da porta OU-EXCLUSIVO servem para adequar o tempo de subida/descida dos sinais provenientes dos transistores T1 e T2. Foi escolhida uma porta do tipo OU-EXCLUSIVO, pois se de alguma forma, os dois sensores fossem acionados ao mesmo tempo (o que significa um erro), o sentido de movimento do secundário não seria modificado.

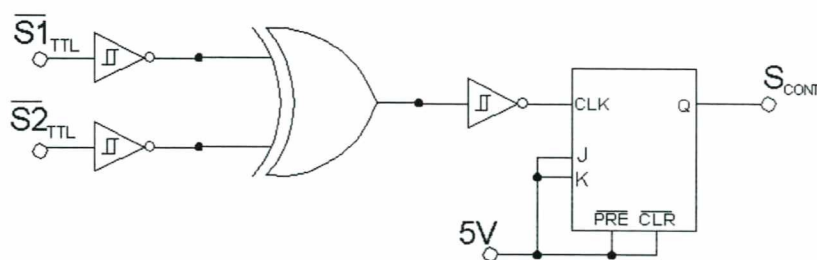


Fig. 4.5 - Circuito da lógica digital.

4.2.4 - Bloco de Acionamento do Relé de CC.

O sinal proveniente do FLIP-FLOP, um sinal TTL, aciona a base do transistor T3, que então passa a operar na saturação, acionando o relé de CC. Os valores das resistências e dos capacitores foram escolhidos de acordo com a corrente de base necessária e para garantir que nenhum sinal proveniente de T3 flua para o FLIP-FLOP. O diodo em paralelo com a bobina do relé é utilizado como supressor de ruído, para que a energia da bobina, armazenada enquanto o mesmo está sendo percorrido por corrente, se descarregue assim que o T3 entra no corte novamente.

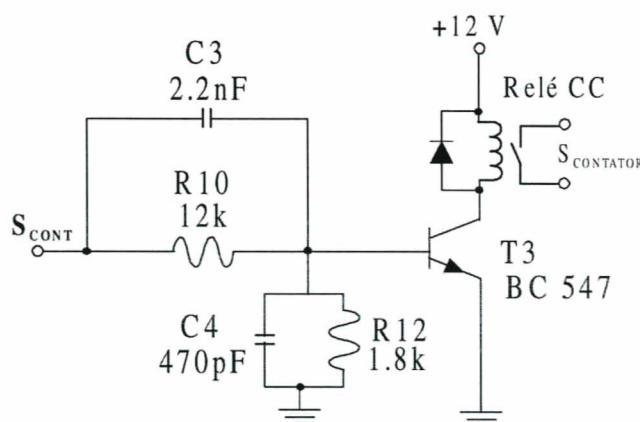


Fig. 4.6 - Circuito do acionamento do relé de CC.

4.2.5 - Bloco de Acionamento do Motor.

O dispositivo que inverte o capacitor entre as fases é um contator de CA. Esse contator possui dois contatos, um normalmente aberto e um normalmente fechado, cujo estado (aberto ou fechado) é invertido quando o mesmo é acionado, através de uma tensão de CA em sua bobina. Na operação deste contator acontecem processos transitórios que geram picos de vários centos de volts (ruído elétrico) que afeta o correto funcionamento do circuito de controle. Para suprimir esta geração de ruídos, é preciso conectar um atenuador R-C (Snubber ou Amortecedor) em paralelo com a bobina do contator. O motor é alimentado com um auto-transformador para obter diferentes pontos de operação do motor. O circuito de acionamento do motor pode ser visto na figura 4.7.

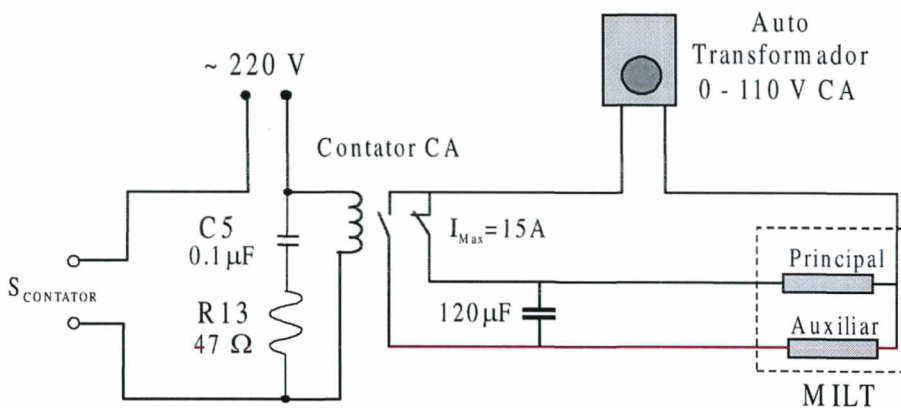


Fig. 4.7 - Circuito de acionamento do motor.

4.3 – Validação do Modelo Proposto.

No capítulo 3 foi proposto o modelo simplificado correspondente a $\frac{1}{4}$ no domínio periódico do MILT. Para validar este modelo é realizada uma simulação com o Programa original do EFCIR considerando o modelo do motor original e o modelo simplificado a $\frac{1}{4}$. Na elaboração da malha na estrutura do motor original é considerado o comprimento total do secundário de 500 mm e não de 600 mm para obtermos uma malha razoável com as exigências dadas no capítulo 3 e que não comprometa os resultados. Os dados de entrada utilizados nestas simulações são mostrados na tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Dados de entrada para a comprovação do modelo original e simplificado a ¼.

Parâmetro	Valor	Unidade
Tempo Inicial da Simulação	0	s
Tempo Final da Simulação	0.1	s
Tensão de Alimentação (valor máximo)	118	V
Frequência	60	Hz

Os valores de corrente obtidos no modelo simplificado são multiplicados por 4 para obter os valores correspondentes do motor original. As formas de onda da corrente e tensão na figura 4.8 demonstram uma boa aproximação do modelo simplificado com o modelo original.

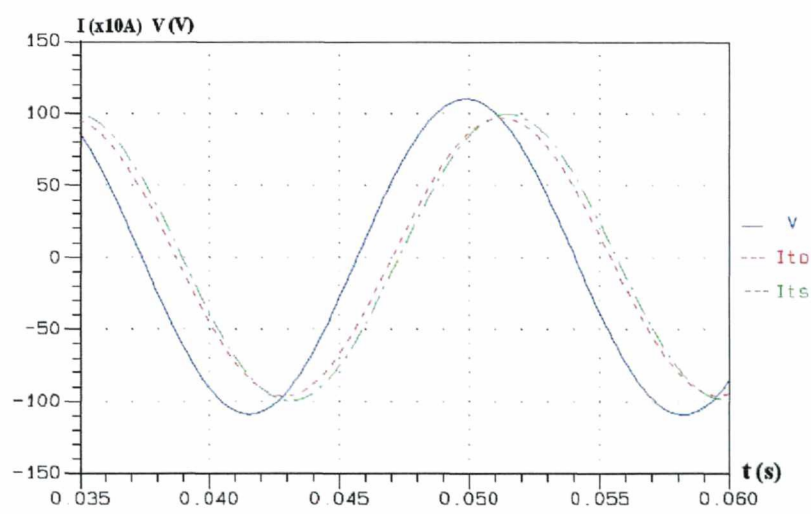


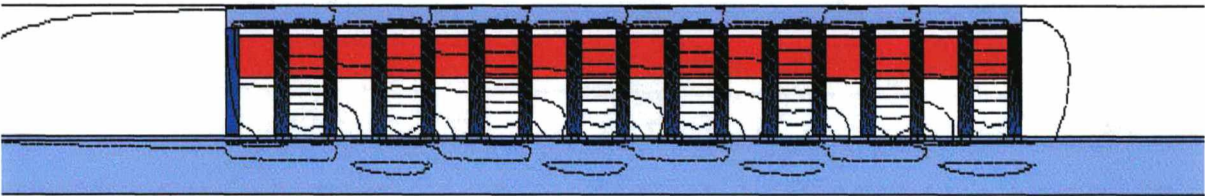
Fig. 4.8 - Curvas de tensão e correntes obtidas na simulação para a comprovação do modelo original (I_{to}) e simplificado a ¼ (I_{ts}).

Os valores eficazes de corrente assim como o fator de potência, a regime permanente para cada modelo são mostrados na tabela 4.2,

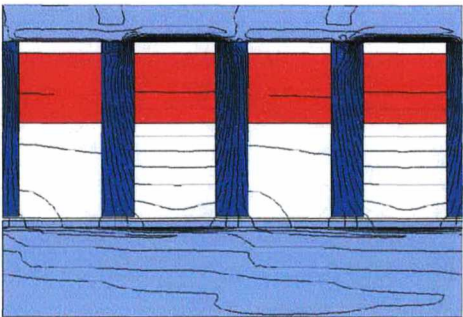
Tabela 4.2 - Resultados para ensaios com motor travado.

Modelo	Corrente Fase Principal (A)	Corrente Fase Auxiliar (A)	Corrente Entrada Total (A)	Fator de Potência
¼	2.54	4.90	6.96	0.839
Original	2.40	4.95	6.79	0.873
Diferença (%)	5.83	1.01	2.50	3.89

Visualização das cartas de campo:



(a)



(b)

Fig. 4.9 - Cartas de campo obtidas nas simulações em $t= 0.05$ s, (a) Modelo do motor original e (b) Modelo de ¼.

4.4 - Confrontação dos Resultados para Ensaios com Motor Travado.

Para os ensaios de motor travado durante as simulações com o programa EFCIRMov, é utilizado o circuito elétrico externo acoplado a estrutura eletromagnética, como é mostrado na figura 3.6 no capítulo anterior. Neste caso, não é preciso utilizar interruptores no circuito já que a velocidade é nula. Levando em consideração os efeitos da temperatura, os valores da resistência por enrolamento e a resistividade do secundário são corrigidos utilizando as expressões (3.1) e (3.3), conforme se explica no capítulo 3. Nos ensaios experimentais a temperatura ambiente foi mantida em 25 °C, o valor da temperatura medida no secundário foi de 50 °C e nos enrolamentos do primário de 80 °C.

Os dados de entrada utilizados nesta simulação mostram-se na tabela a seguir:

Tabela 4.3 - Dados de entrada na simulação do motor travado.

Parâmetro	Valor	Unidade
Tempo Inicial da Simulação	0	s
Tempo Final da Simulação	0.2	s
Velocidade	0	m/s
Tensão de Alimentação (valor máximo)	118	V
Frequência	60	Hz
Resistência por Enrolamento para 80 °C	18.2	Ω
Condutividade Corrigida para 50 °C	52.7×10^{-6}	$\Omega^{-1} \text{m}^{-1}$
Valor do Capacitor	26	μF

O passo de calculo utilizado em todas as simulações é de 0.125ms. As formas de onda da corrente de entrada total e da tensão de alimentação são mostradas na figura 4.10.

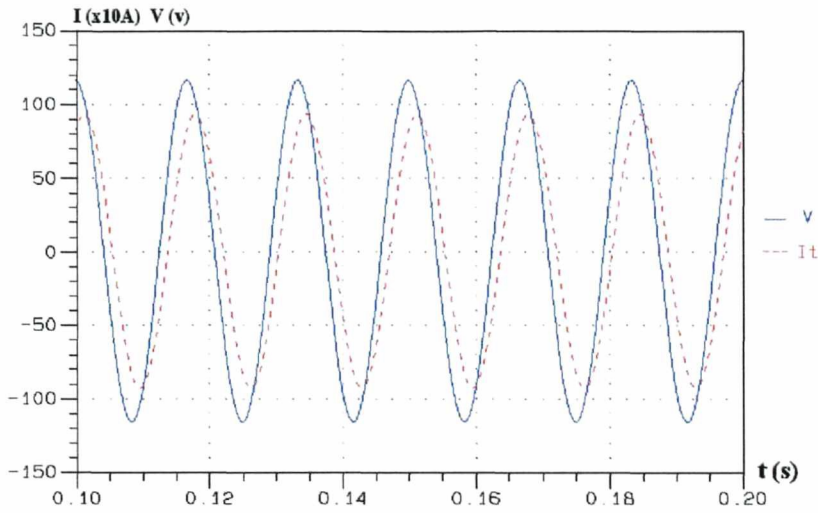


Fig. 4.10 - Curvas de correntes e tensão obtidas na simulação para motor travado.

Para corroborar estes resultados foram realizados ensaios com a Bancada Experimental da figura 4.1, neste caso o secundário foi centralizado e fixado (travado). Para a medição da corrente e da tensão na entrada do MILT, foi colocada uma resistência “shunt” em série com a fonte alimentação, e devidamente acoplada a um Osciloscópio ligado a um computador com o LabView. Estes resultados são mostrados a seguir:

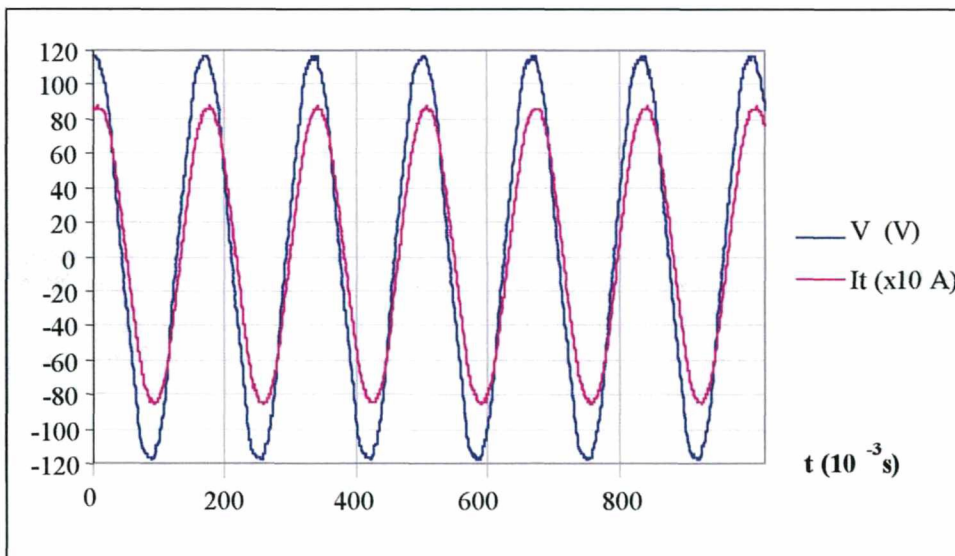


Fig. 4.11 - Curvas de corrente e tensão obtidas nos ensaios experimentais para motor travado.

Na tabela 4.2 podem-se observar os valores eficazes de corrente assim como o fator de potência em regime permanente.

Tabela 4.4 - Confrontação de resultados para ensaios com motor travado.

Tensão RMS (V)	Parâmetro	Corrente Fase Principal (A)	Corrente Fase Auxiliar (A)	Corrente Entrada Total (A)	Fator de Potência
83.4	Simulado	2.3	4.81	6.56	0.89
	Experimental	2.9	4.37	6.0	0.95
Erro		20 %	8.3 %	9.3 %	6.3 %

Visualização das cartas de campo:

Com a utilização do EFGNL podem ser obtidas as cartas de campo do motor assim como a distribuição das correntes induzidas. A seguir são mostradas algumas delas para diferentes instantes de tempo.

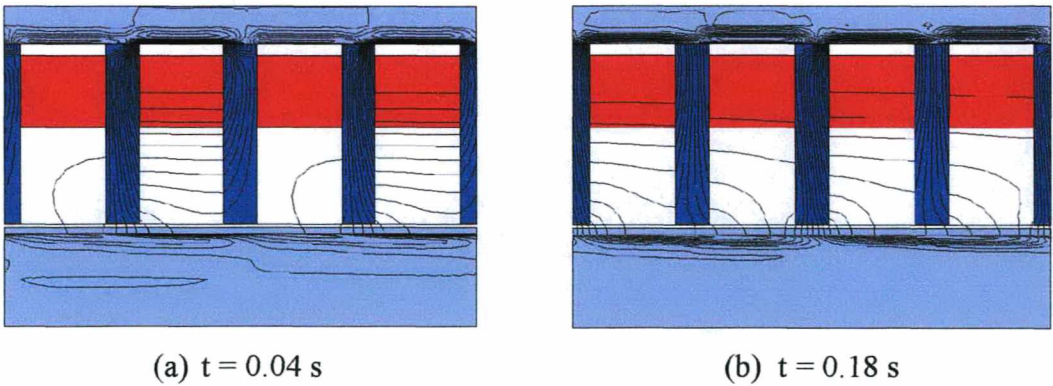


Fig. 4.12 - Cartas de campo obtidas nos ensaios para motor travado em diferentes instantes de tempo.

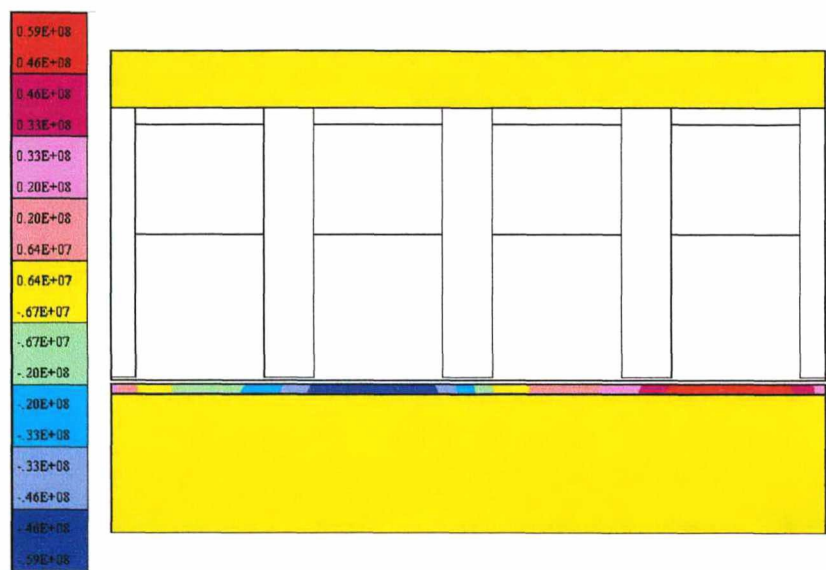


Fig. 4.13 - Distribuição das correntes induzidas nos ensaios para motor travado em $t = 0.18 \text{ s}$.

4.5 - Confrontação dos Resultados para Ensaios do Motor com Movimento e sem Carga.

Para os ensaios de motor com movimento e sem carga foram dados os mesmos passos do item anterior com a diferença que foi imposto um valor de velocidade para considerar o movimento do secundário. Neste caso, é preciso utilizar os dois interruptores do circuito para inverter o sentido do movimento quando o secundário chegar a seu fim de curso. Porém, os comandos dos interruptores devem ser previamente calculados atendendo ao comprimento do secundário da estrutura a simular, a velocidade e o passo de cálculo do programa.

Os dados de entrada utilizados nesta simulação são mostrados na tabela a seguir:

Tabela 4.5 - Dados de entrada na simulação do motor com movimento e sem carga.

Parâmetro	Valor	Unidade
Tempo Inicial da Simulação	0	s
Tempo Final da Simulação	0.2	s
Velocidade	0.006	m/s
Tensão de Alimentação (valor máximo)	118	V
Frequência	60	Hz
Instante de Disparo do Transistor T_1 (T_{on})	0	s
Instante de Bloqueio do Transistor T_1 (T_{off})	0.1	s
Instante de Disparo do Transistor T_2 (T_{on})	0.1	s
Instante de Bloqueio do Transistor T_2 (T_{off})	0.2	s

Na figura 4.14 é mostrada a curva de corrente da fase, observa-se a mudança da forma de onda quando a direção do movimento do motor é invertida, para o caso mostrado na figura 4.14 e 4.15 a corrente de fase auxiliar passa a ser a corrente de fase principal.

Utilizando a Bancada Experimental da figura 4.1, destravando o secundário e aumentando ligeiramente a tensão de alimentação, consegue-se obter o movimento gradual do mesmo. Para a medição da corrente e da tensão na entrada do MILT, foi colocada uma resistência “shunt” igual ao caso anterior.

Tentou-se medir o valor da velocidade correspondente ao valor de tensão aplicado. Não foi possível abranger um espectro de maiores velocidades, devido a que o Autotransformador utilizado não admite uma carga maior de 6.5 A. Os resultados são mostrados a seguir:

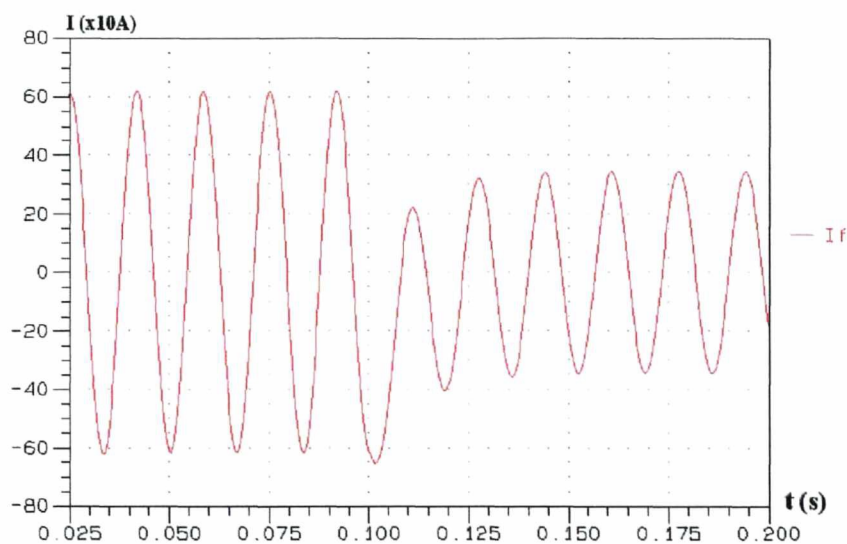


Fig. 4.14 - Corrente de fase obtida na simulação para motor com velocidade 0.006 m/s e sem carga.

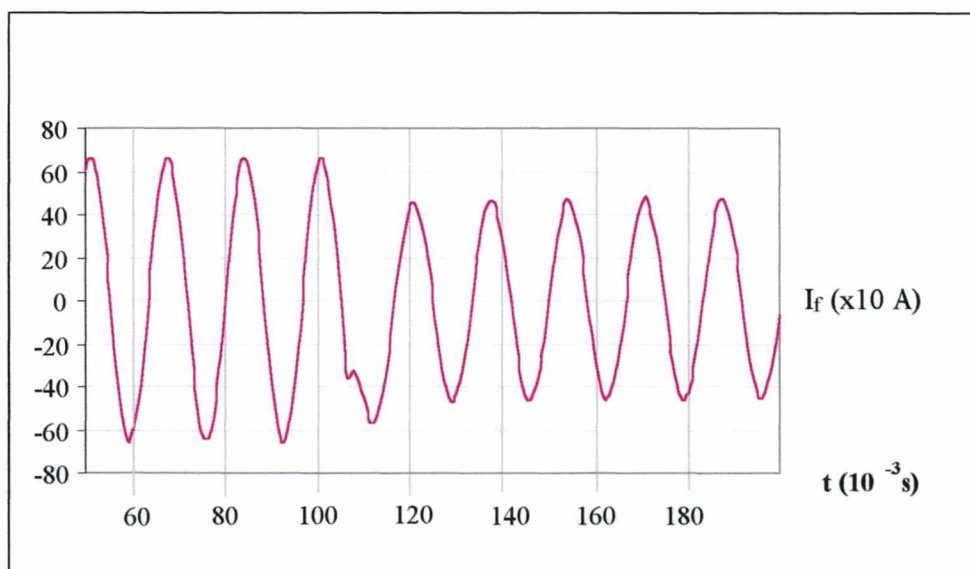


Fig. 4.15 - Corrente de fase obtida no ensaio experimental para motor com velocidade 0.006 m/s e sem carga.

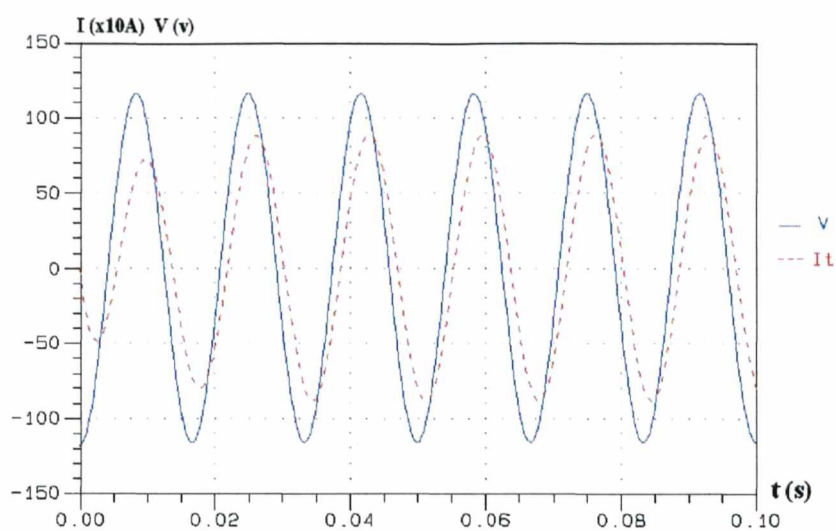


Fig. 4.16 - Curvas de corrente e tensão obtidas na simulação para motor com velocidade 0.006 m/s e sem carga.

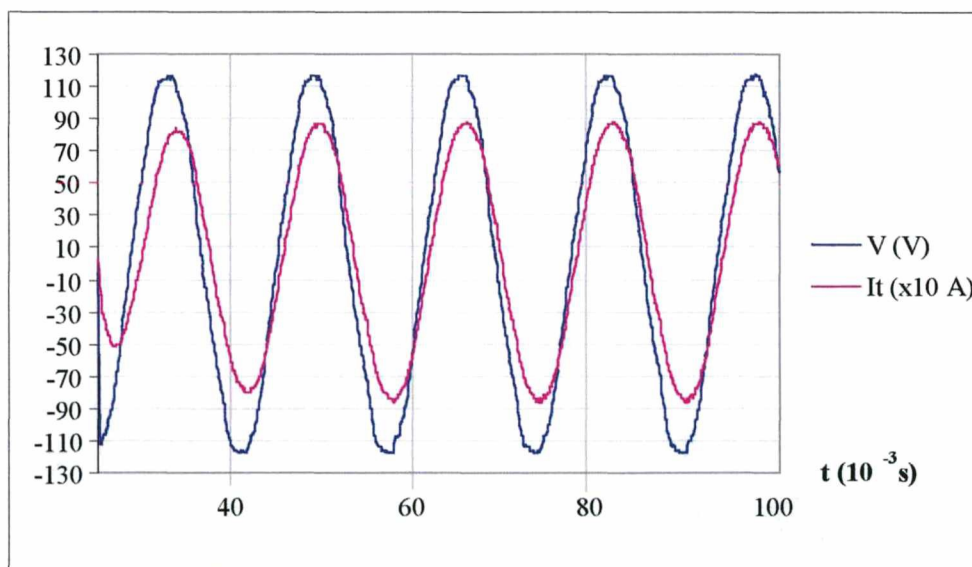


Fig. 4.17 - Curvas de corrente e tensão obtidas nos ensaios experimentais para motor com velocidade 0.006 m/s e sem carga.

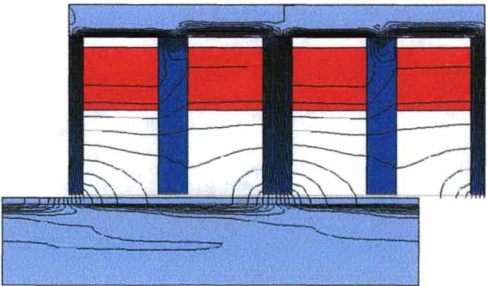
Na tabela 4.4 podem-se observar os valores eficazes de corrente assim como o fator de potência, em regime permanente, para cada caso analisado.

Tabela 4.6 – Confrontação de resultados para ensaios com velocidade e sem carga.

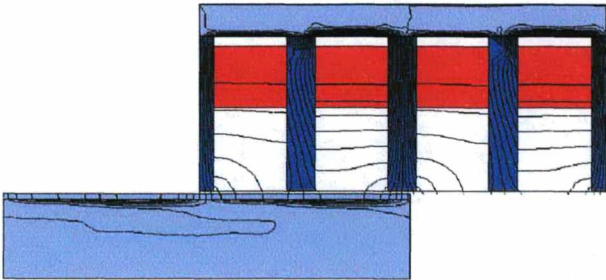
Tensão RMS (V)	Velocidade (m/s)	Parâmetro	Corrente Fase Principal (A)	Corrente Fase Auxiliar (A)	Corrente Entrada Total (A)	Fator de Potência
83.4	0.006	Simulado	2.45	4.36	6.24	0.89
		Experimental	2.9	4.50	5.8	0.95
Erro			15.5 %	3.1 %	7.6 %	6.3 %

Visualização das cartas de campo:

A distribuição das linhas de campo em diferentes instantes de tempo, para um valor de velocidade constante e com os respectivos valores de deslocamento do secundário, são mostradas na figura 4.18:



(a) $t = 0.02 \text{ s}$ $d = 0.8 \cdot 10^{-2} \text{ m}$



(b) $t = 0.06 \text{ s}$ $d = 2.4 \cdot 10^{-2} \text{ m}$

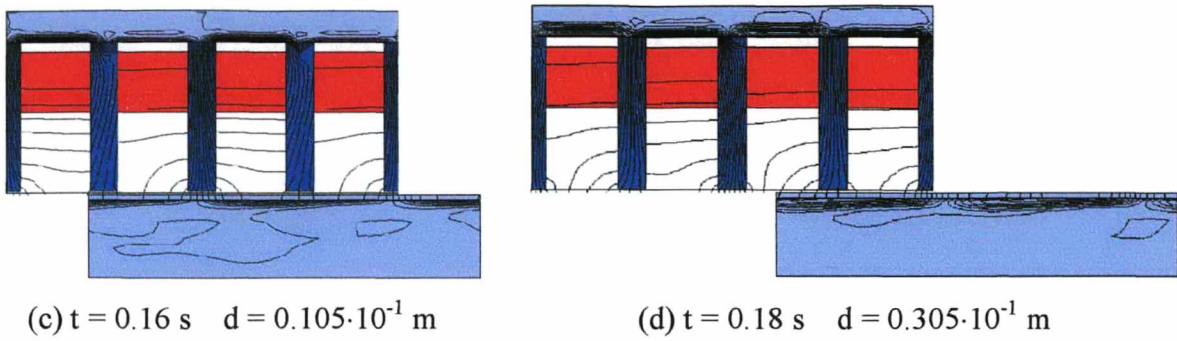


Fig. 4.18 - Cartas de campo obtidas nos ensaios com velocidade e sem carga: (a) e (b) movimento para a esquerda, (c) e (d) movimento para a direita.

A distribuição das correntes induzidas, para um valor de velocidade constante e para um instante de tempo de 0.18 s é mostrada a seguir:

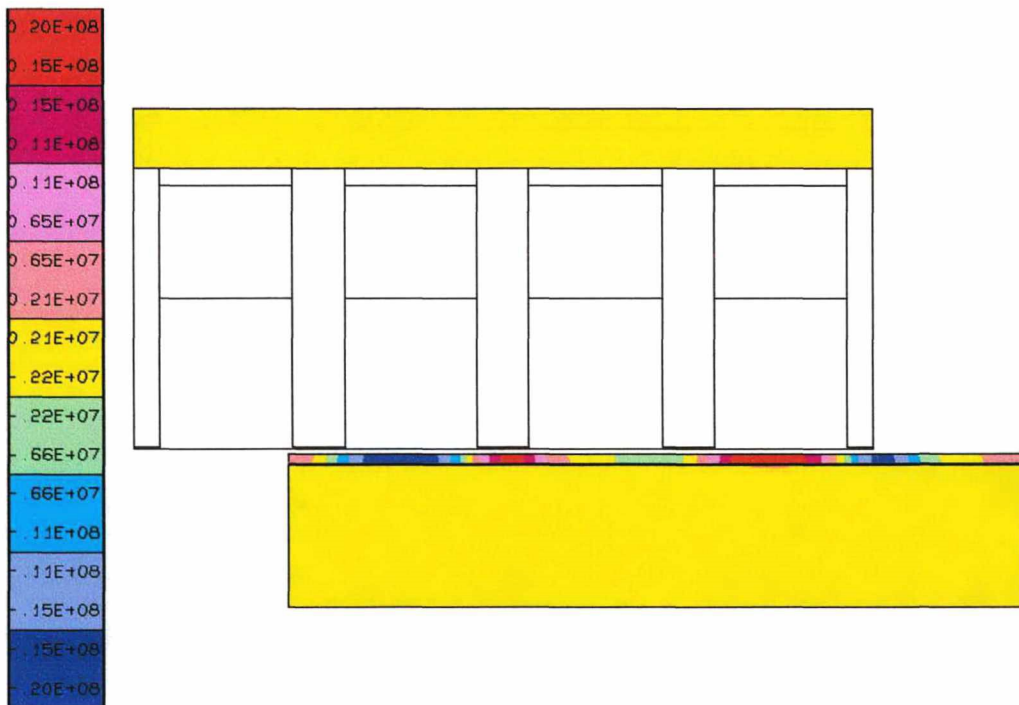


Fig. 4.19 - Distribuição das correntes induzidas nos ensaios com velocidade e sem carga, $t = 0.16 \text{ s}$ $d = 0.105 \cdot 10^{-1} \text{ m}$.

4.6 - Conclusões.

Neste capítulo foi demonstrado que existe uma boa aproximação do modelo proposto neste trabalho, o simplificado a $\frac{1}{4}$, com o modelo original do motor. Da análise dos resultados obtidos, observa-se que não existem diferenças significativas entre os valores de corrente total na entrada do motor com o secundário travado e em movimento. Isto é devido ao grande entreferro relativo existente, imposto pela forma construtiva. Os resultados obtidos ao comparar os valores de corrente total de entrada e fator de potência demonstram uma boa concordância entre o ensaio experimental e a simulação. Os erros obtidos nesses parâmetros são permissíveis, menores do 10%, já nos resultados das correntes de fase os erros são maiores devido aos problemas de saturação presentes no motor assim como a os efeitos de extremidades, os quais não são levados em consideração nas simulações realizadas.

Conclusão Geral

No presente trabalho é apresentado um método que permite a análise de dispositivos eletromagnéticos lineares alimentados por circuitos elétricos externos. É adotada a modelagem pelo Método de Elementos Finitos e pelo Método de Resíduos Ponderados para o equacionamento da estrutura eletromagnética. O circuito elétrico externo é equacionado em variáveis de espaço de estado e fortemente acoplado às equações de campo do dispositivo, utilizando-se as variáveis comuns aos dois sistemas: as correntes e as tensões nos enrolamentos do dispositivo eletromagnético. São mostrados os passos a seguir para a correta modelagem do MILT onde sejam considerados todos os efeitos característicos destes motores. Demonstrou-se que o modelo simplificado de $\frac{1}{4}$, é perfeitamente viável para a modelagem do motor.

Para a realização do movimento da parte móvel do dispositivo, é utilizada a técnica de banda de movimento permitindo o movimento em ambos sentidos, para a direita e para a esquerda. A velocidade de movimento é considerada constante e é imposta pelo usuário. No entanto, não é possível obter o comportamento dinâmico do dispositivo electromagnético.

O método desenvolvido e o programa computacional implementado serão de grande importância na análise de estruturas eletromagnéticas lineares alimentadas por circuitos externos ou conversores estáticos, permitindo a obtenção das curvas de correntes e tensões em cada elemento assim como a obtenção das cartas de campo do motor, correntes induzidas, entre outras.

Para a validação dos resultados foi desenvolvida uma bancada experimental. Os resultados dos ensaios experimentais demonstram uma boa concordância com as simulações realizadas tanto em regime de motor travado como para diferentes valores de velocidade.

Como sugestão para trabalhos futuros, podemos citar:

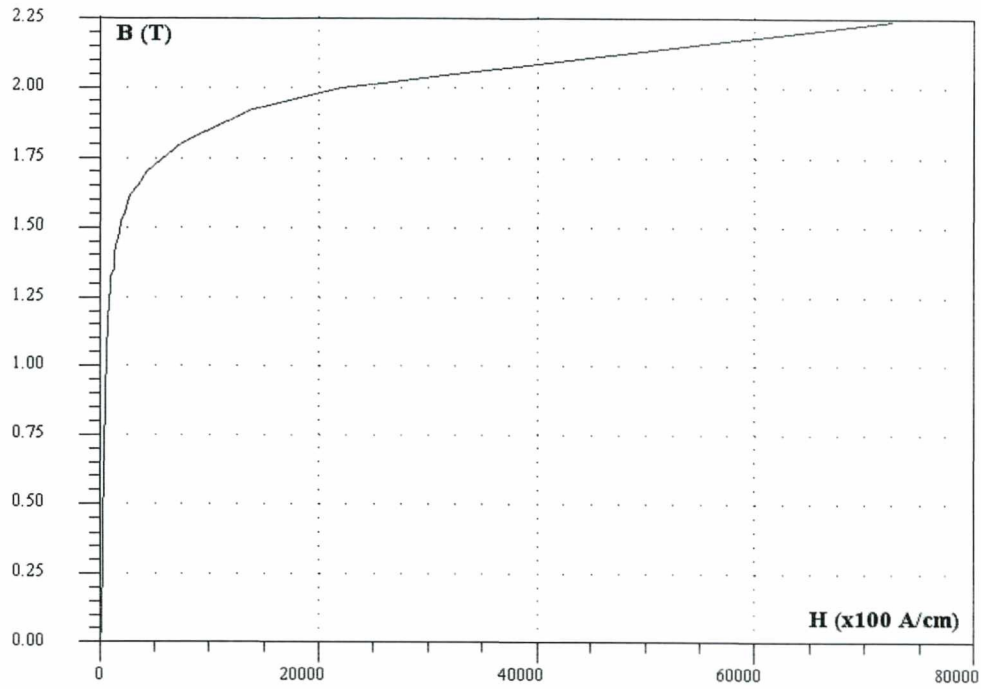
- Estender o estudo para considerar as equações mecânicas nas estruturas eletromagnéticas onde não seja possível impor a velocidade de movimento;
- Analisar a possibilidade real de eliminar a condição necessária de periodicidade imposta na estrutura a modelar para a realização do movimento.
- Analisar o efeito de saturação no MILT.

Referências Bibliográficas:

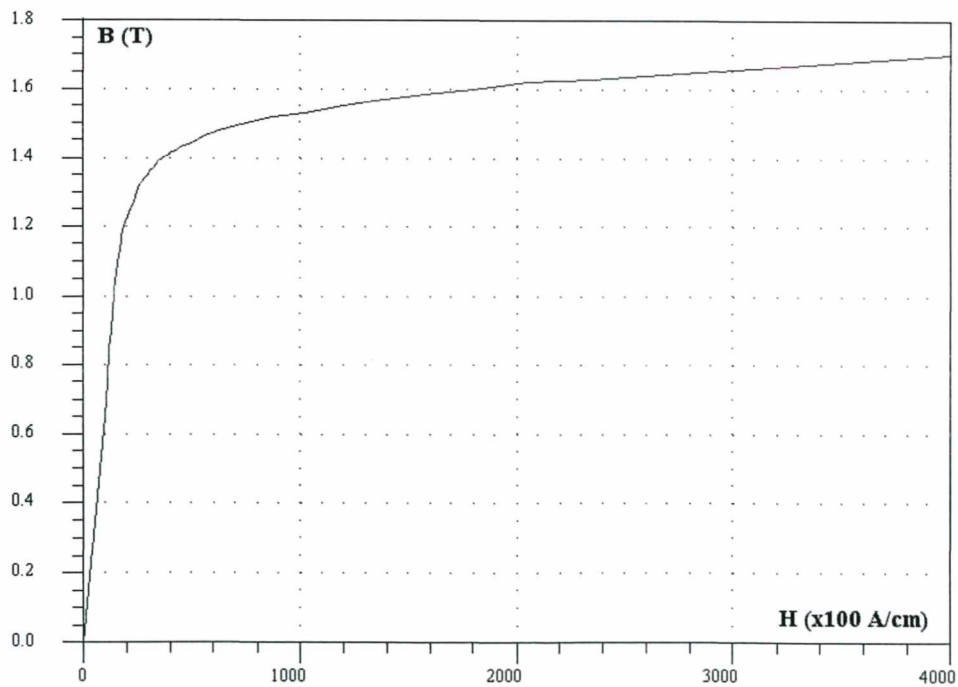
- [1] AKMESE, R., EASTHAM, J. F.; Finite Element Modelling of Tubular DC Brushless Machines at Standstill. IEEE Transactions on Magnetics, Vol 30, No. 5, pp. 3672-3674, September 1994.
- [2] BASTOS, J. P. A.; *Eletromagnetismo e Cálculo de Campos*. Ed. da UFSC, 2ª Edição, Florianópolis, 1992.
- [3] BARMADA, S., MUSOLINO, A., RIZZO, R., TELLINI, A.; Field Analysis in Axisymmetric Actuators. IEEE Transactions on Magnetics, Vol 36, No. 4, pp. 1906-1909, July 2000.
- [4] BOLDEA I., NASAR, S. A.; *Linear Motion Electromagnetics Systems*. John Wiley & Sons, New York, Chichester, Brisbane, Toronto, Singapore, 1985.
- [5] BOLTON, H.; Transverse Edge Effect in Sheet-rotor Induction Motors. Proceedings IEE, Vol. 115 No. 5, pp. 725-731, May, 1969.
- [6] CREPPE, R. C., Uma contribuição à Modelagem de Máquinas de Indução Lineares, Tese de Doutorado, UNICAMP, Campinas, São Paulo, Brasil.
- [7] DAWSON, G. E., EASTHAM, A. R., GIERAS, J. F., ONG, R., ANANTHASIVAM, K.; Design of Linear Induction Drives by Field Analysis and Finite-Element Techniques. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol I-A 22, No. 5, pp. 865-873, September/October 1986.
- [8] EASTHAM, J. F., AKMASE, R., RODGER, D., HILL-COTTINGHAM, R. J.; Prediction of Thrust Forces in Tubular Induction Machines. IEEE Transactions on Magnetics, Vol 28, No. 2, pp. 1375-1377, March 1992.
- [9] GIERAS, J. F., DAWSON, G. E., EASTHAM, A. R.; A New Longitudinal End Effect. IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol 2, No. 1, pp. 152-159, March 1987.
- [10] GIERAS, J. F., DAWSON, G. E., EASTHAM, A. R.; Performance Calculation for Single-Side Linear Induction Motor with a Double-Layer Reaction Rail Under Constant Current Excitation. IEEE Transactions on Magnetics, Vol 22, No. 1, pp. 54-62, January 1986.
- [11] GROOT, D. J. de, HEUVELMAN, C. J.; Tubular Linear Induction Motor for Use as Servo Actuator. Proceedings IEE, Vol. 137 No. 4, pp. 273-280, July 1990.
- [12] IM, D. H., KIM, C. E.; Finite Element Calculation of a Linear Induction Motor Taking Account of the Movement. IEEE Transactions on Magnetics, Vol 30, No. 5, pp. 3495-3498, September 1994.
- [13] KOSOW, IRVING L.; *Máquinas Elétricas e Transformadores*, 9ª Edição, Editora Globo S.A., 1993.

- [14] KUO-PENG, P.; SADOWSKI, N.; BASTOS, J. P. A.; CARLSON, R.; BATISTELA, N. J.; LAJOIE-MAZENC, M.; A General Method for Coupling Static Converter with Electromagnetics Structures. IEEE Transactions on Magnetics, Vol 33, No. 2, pp. 2004-2009, March 1997.
- [15] KUO-PENG, P.; SADOWSKI, N.; BASTOS, J. P. A.; BATISTELA, N. J.; Coupled Field and Circuit Analysis Considering the Electromagnetic Device Motion. IEEE Transactions on Magnetics, Vol 36, No. 4, pp. 1458-1461, July 2000.
- [16] LAITHWAITE, E. R.; *Special Induction Machines*, Newnes, London, 1966.
- [17] LOBOSCO, O. S., PEREIRA, J. L., Seleção e Aplicação de Motores Elétricos. McGraw-Hill: Siemens S. A., São Paulo, 1988.
- [18] MESQUITA, R. C.; Cálculo de Campos Tridimensionais Utilizando Elementos Finitos: Magnetostática, Quase-Estática e Aquecimento Indutivo. Tese de Doutorado. Universidade Federal de Santa Catarina. CETD, UFSC, PEEL, Brasil, 1990.
- [19] NASAR, S. A., XIONG, G. Y., FU, Z. X.; Eddy-Current Losses in a Tubular Linear Induction Motor. IEEE Transactions on Magnetics, Vol 30, No. 4, pp. 1437-1444, July 1994.
- [20] POLOUJADOFF, M.; Linear Induction Machines I – History and Theory of Operation; IEE Spectrum, pp. 72-80, February, 1971.
- [21] ROEL, J. L. Análise do Conjunto Conversor-Dispositivo Eletromagnético: Contribuição à Criação de Biblioteca de Controle. Florianópolis, 1998. Dissertação (Mestre em Engenharia Elétrica) – Centro Tecnológico, Universidade Federal de Santa Catarina
- [22] SADOWSKI, N.; Modélisation des Machines Électriques à Partir de la Résolution des Équations du Champ en Tenant Compte du Mouvement et du Circuit d’Alimentation (Logiciel EFCAD). Thèse de doctorat I.N.P. de Toulouse, França, 1993.
- [23] SANTOS, E. B. , NETO, L. M., CAMACHO, J. R.; Modelagem Matemática do Motor de Indução Linear Baseando-se na sua Equivalência com o Motor Rotativo Assimétrico. Anais do XIII CBA-2000, Florianópolis, SC, Brasil.
- [24] SIMONE, G. A., CREPPE, R. C., SERNI, P. J. A., SOUZA, C. R.; Máquinas de Indução Lineares Dotadas de Placa de Reação - Uma Técnica de Projeto. Anais, XI Congresso Brasileiro de Automática. Vol. 3, São Paulo, Setembro, 1996.
- [25] YAMAMURA, S.; Theories of the Linear Induction Motor. IEEE Power Apparatus and System. Vol. 91, No. 4, pp. 679-688, July/August 1972.

ANEXO – Curvas B(H) dos Materiais



Curva de Magnetização do Aço 1020



Curva de Magnetização do Aço E-230